

RU 2149509

PUB DATE: 2000-05-20

APPLICANT: QUALCOMM INC [US]

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

WO 9610873

PUB DATE: 1996-04-11

APPLICANT: QUALCOMM INC [US]



Espacenet

Bibliographic data: RU 2149509 (C1)

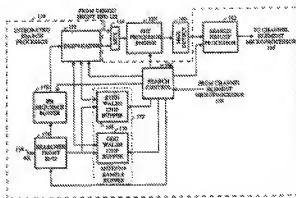
DATA-RETRIEVAL PROCESSOR UNIT FOR EXTENDED- SPECTRUM MULTIPLE-STATION COMMUNICATION SYSTEM

Publication date: 2000-05-20
Inventor(s): ISTON KENNETH D [US]; LEVIN DZHEFFRI A [US] ±
Applicant(s): QUALCOMM INC [US] ±
Classification:
 - **international:** H04B1/707; H04B7/26; H04J11/00; H04L1/02; H04L27/30; H04Q7/20; (IPC1-7): H04B7/26; H04L27/30
 - **European:** H04B1/7075A1; H04B1/70753; H04B1/711; H04B7/26S; H04J11/00
Application number: RU19960114977 19950927
Priority number (s): US19940316177 19940930; WO1995US12390 19950927
Also published as:
 • WO 9610873 (A1)
 • ZA 8507658 (A)
 • US 2001048205 (A1)
 • US 5887527 (A)
 • US 5710768 (A)
 • EP0928

Abstract of RU 2149509 (C1)

FIELD: cellular telephone communications.

SUBSTANCE: Integral data-retrieval processor unit incorporated in modem for extended-spectrum communication system serves to spool retrieved data received and uses time-shared conversion processor handling serial shifts from buffer. Data-retrieval processor unit performs off-line step-by-step retrieval configured by set of retrieval parameters determined by microprocessor which may include group of antennas to be retrieved, initial shift and width of page window to be found, as well as number of Walsh symbols for acquiring results of each shift. Data-retrieval processor unit computes correlation energy at each shift and submits summary report on most optimal paths detected during retrieval meant for reusing demodulating them. This measure reduces load related to retrieval process on microprocessor and also modem losses due to the fact that entire modem circuit of channel component can be formed on single integrated circuit. EFFECT: reduced time of data retrieval. 35 cl. 15 dwg



Last updated: 26 04 2011 Worldwide Database 5 7 22, 63p



(19) RU (11) 2 149 509 (13) C1
(51) МПК⁷ H 04 B 7/26, H 04 L 27/30

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

- (21), (22) Заявка: 96114977/09, 27.09.1995
(24) Дата начала действия патента: 27.09.1995
(30) Приоритет: 30.09.1994 US 316,177
(46) Дата публикации: 20.05.2000
(56) Ссылки: WO 91/07036 A1, 16.05.91. US 5309474 A, 03.05.94. US 5257283 A, 26.10.93. WO 92/21196 A1, 26.11.92. SU 773952 A, 26.10.80. SU 1758908 A1, 30.08.92.
(85) Дата перевода заявки РСТ на национальную фазу: 30.06.1996
(86) Заявка РСТ: US 95/12390 (27.09.1995)
(87) Публикация РСТ: WO 96/10873 (11.04.1996)
(98) Адрес для переписки: 129010, Москва, ул. Большая Спасская 25, стр.3, ООО "Городиский и Партнеры", Емельянову Е.И.

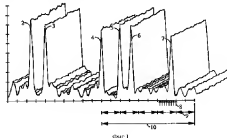
- (71) Заявитель: КВЭЛКОММ ИНКОРПОРЕЙТЕД (US)
(72) Изобретатель: ИСТОН Кеннет Д. (US), ЛЕВИН Джеффри А. (US)
(73) Патентообладатель: КВЭЛКОММ ИНКОРПОРЕЙТЕД (US)
(74) Патентный поверенный: Емельянов Евгений Иванович

(54) ПРОЦЕССОР ПОИСКА ДЛЯ МНОГОСТАНЦИОННОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С РАСШИРЕННЫМ СПЕКТРОМ

(57) Резюме:

Изобретение относится к системам связи с расширенным спектром, более конкретно - к обработке сигнала в системе сотовой телефонной связи. Технический результат - уменьшение времени поиска. Интегральный процессор поиска, который используется в модеме для системы связи с расширенным спектром, буферизирует принятые выборки и применяет процессор квантованного по времени преобразования, который работает на последовательных сдвигах из буфера. Процессор поиска автономно поэтапно осуществляет поиск, сконфигурированный множеством параметров поиска, определенным микропроцессором, которое может включать в себя группу подлежащих поиску антенн, начальный сдвиг и ширину подлежащего поиску окна поиска и количество символов Уолша для накопления результатов каждого сдвига. Процессор поиска вычисляет энергию корреляции на каждом сдвиге и представляет свободный

отчет о наиболее оптимальных траекториях, обнаруженных в поиске, для использования их для повторного предназначения элемента демодулирования. Это снижает относящуюся к процессу поиска нагрузку на микропроцессор и также снижает издержки на модем тем, что целую схему модема канального элемента можно сформировать на одной интегральной схеме. 2 с. и 33 з.п.ф-лы, 15 ил.





RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(19) **RU** (11) **2 149 509** (13) **C1**
(51) Int. Cl. **H 04 B 7/26, H 04 L 27/30**

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: 96114977/09, 27.09.1995
(24) Effective date for property rights: 27.09.1995
(30) Priority: 30.09.1994 US 316,177
(45) Date of publication: 20.05.2000
(85) Commencement of national phase: 30.06.1996
(86) PCT application: US 95/12390 (27.09.1995)
(87) PCT publication: WO 96/10873 (11.04.1996)
(98) Mail address: 129010, Moskva, ul. Bol'shaja Spasskaja 25, str.3, OOO "Gorodisskij i Partnery", Emeľjanovu E.I.

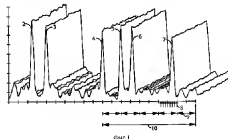
(71) Applicant: KVEHLKOMM INKORPOREJTED (US)
(72) Inventor: ISTEON Kennet D. (US), LEVIN Dzheffri A. (US)
(73) Proprietor: KVEHLKOMM INKORPOREJTED (US)
(74) Representative: Emeľjanov Evgenij Ivanovich

(54) DATA-RETRIEVAL PROCESSOR UNIT FOR EXTENDED- SPECTRUM MULTIPLE-STATION COMMUNICATION SYSTEM

(57) Abstract.

FIELD: cellular telephone communications.
SUBSTANCE: integral data- retrieval processor unit incorporated in modern for extended-spectrum communication system serves to spool retrieved data received and uses time-sliced conversion processor handling serial shifts from buffer. Data-retrieval processor unit performs off-line step-by-step retrieval configured by set of retrieval parameters determined by microprocessor which may include group of antennas to be retrieved, initial shift and width of page window to be found, as well as number of Walsh symbols for acquiring results of each shift. Data-retrieval processor unit computes correlation energy at each shift and submits summary report on most optimal paths detected during retrieval

meant for reusing demodulating item. This measure reduces load related to retrieval process on microprocessor and also modem losses due to the fact that entire modem circuit of channel component can be formed on single integrated circuit. EFFECT: reduced time of data retrieval. 35 cl, 15 dwg



RU 2 149 509 C1

RU 2 149 509 C1

Область техники, к которой относится изобретение

Настоящее изобретение относится к системам связи с расширенным спектром и более конкретно - к обработке сигнала в системе сотовой телефонной связи.

Уровень техники

В беспроводных системах связи многие пользователи связываются друг с другом по беспроводному каналу, чтобы соединиться с беспроводными телефонными системами. Связь по беспроводному каналу может быть равнозначностью многостанционных способов, которые облегчают связь между многими пользователями в ограниченном спектре частот. Эти многостанционные способы включают в себя многостанционный доступ с временным разделением (МДВР), многостанционный доступ с частотным разделением (МДЧР) и многостанционный доступ с кодовым разделением (МДКР). МДКР имеет много преимуществ и один из его примеров описывается в патенте США N 4901307 от 13 февраля 1990 г. К.Джиллауэна и др. "Многостанционная система связи с расширенным спектром с использованием спутника или наземных ретрансляторов".

В упомянутом патенте раскрыт многостанционный способ, в котором большое количество пользователей мобильной телефонной системы, каждый из которых имеет приемопередающее устройство, связываются друг с другом через спутниковые ретрансляторы или наземные базовые станции, используя сигналы связи расширенного спектра МДКР. При использовании связи МДКР частотный спектр можно использовать повторно многократно, тем самым увеличивая производительность системы пользователя.

Методика модулирования МДКР, раскрытая в указанном патенте 4901307, обеспечивает ряд преимуществ по сравнению со способом модулирования узкой полосы, который применяется в системах связи с использованием спутниковых или наземных каналов. С наземным каналом связаны особые проблемы для любой системы связи, особенно в отношении сигналов многолучевого прохождения. Использование методики МДКР позволяет преодолеть особые проблемы наземного канала, снизив отрицательный эффект многолучевого распространения, т.е. замирание, при этом используя его преимущества.

Раскрытый в указанном патенте способ МДКР предполагает использование когерентной модуляции и демодуляции для обоих направлений линии связи в системе мобильное устройство-спутник.

Соответственно, в нем раскрыто использование пилота-сигнала на несущей частоте в качестве опорной когерентной фазы для связи между спутником и мобильным устройством и для линии связи между базовой станцией и мобильным устройством. Тем не менее в условиях наземной сотовой связи интенсивность замирания многолучевого прохождения, сопровождаемого разрушением фазы канала, и также мощность, требуемая для передачи пилота-сигнала на несущей частоте от мобильного устройства, препятствуют применению способа когерентной модуляции для линии связи между мобильным

устройством и базовой станцией. Патент США N 5103459 под названием "Система и способ генерации формы сигнала в сотовой телефонной системе МДКР" от 25 июня 1990 обеспечивает средство для устранения неблагоприятного воздействия многолучевого распространения между мобильным устройством и базовой станцией при помощи способа некогерентной модуляции и демодуляции.

В сотовой телефонной системе МДКР одна и та же полоса частоты может быть использована для связи во всех базовых станциях. В приемном устройстве базовой станции выделяемое многолучевое распространение, такое как линии траектории станции и другая линия, отражающаяся от здания, может быть сгуммирована с разнесением для повышения рабочих показателей модема. Свойства формы сигнала МДКР, которые обеспечивают выигрыш в отношении сигнал-шум при обработке сигналов, также используются для проведения различия между сигналами, которые занимают одну и ту же полосу частот. Кроме того, высокочастотная модуляция псевдослучаю (ПШ) позволяет разделить многие разные траектории прохождения одного и того же сигнала при том условии, что разница задержек траектории превышает длительность элементов ПШ. Если в системе МДКР используется частота следования элементарных посылок ПШ, приблизительно равная 1 МГц, то выигрыш в отношении сигнал-шум при обработке сигналов полного расширенного спектра, равный соотношению расширенной полосы и скорости передачи данных системы, может использоваться по траектории, задержка которых отличается более чем на одну микросекунду. Разница микросекундной задержки траектории соответствует разнице в расстояниях траектории, приблизительно равной 1000 футам (30,48 м). Обычно в городе разница задержки траектории превышает одну микросекунду.

Сигнал, прошедший по нескольким различным траекториям прохождения, генерируется характеристиками многолучевого распространения наземного канала. Одной из характеристик канала многолучевого распространения является расширение во времени, которое вводится в сигнал, передаваемый по каналу. Например, если идеальный импульс передается по каналу многолучевого распространения, то принимаемый сигнал имеет форму потока импульсов. Другая характеристика канала многолучевого распространения заключается в том, что каждая идущая по каналу траектория может обусловить различных коэффициент затухания. Например, если идеальный импульс передается по каналу многолучевого распространения, то каждый импульс принимаемого потока импульсов обычно имеет такую силу сигнала, которая отличается от других принятых импульсов. Еще одна характеристика канала многолучевого распространения заключается в том, что каждая проходящая по каналу траектория может обуславливать разную фазу на сигнале. Например, если идеальный импульс передается по каналу многолучевого распространения, то каждый импульс принятого потока импульсов обычно имеет

RU 2 149 509 C 1

RU 2 149 509 C 1

фазу, отличающуюся от других принятых импульсов.

В мобильном радиоканале многолучевое распространение создается отражением сигнала от окружающих препятствий - зданий, деревьев, автомобилей и людей. Обычно мобильный радиоканал представляет собой изменяющийся во времени канал многолучевого распространения, обусловленный относительным движением структур, создающих многолучевое распространение. Например, если идеальный импульс передается по изменяющемуся во времени каналу многолучевого распространения, то принимаемый поток импульсов изменяется по времени, месту, затуханию и фазе как функция времени передачи этого идеального импульса.

Характеристика многолучевого распространения канала может быть причиной замирания сигнала. Замирание есть результат характеристик фазирования канала многолучевого распространения. Замирание происходит, когда векторы многолучевого распространения накладываются деструктивно, при этом формируя принимаемый сигнал, который меньше того или иного отдельного вектора. Например, если гармоническая волна передается по каналу многолучевого распространения, который имеет две траектории, в которых первая траектория имеет коэффициент затухания X дБ, задержку во времени σ со сдвигом фазы в 0 радиан, а вторая траектория имеет коэффициент затухания X дБ, задержку во времени $0 + \pi$ радиан, то на выходе канала никакого сигнала получено не будет.

В системах модуляции узкой полосы, таких как аналоговая модуляция ЧМ, которая используется в обычных системах радиотелефона, наличие многолучевого прохождения в радиоканале дает интенсивное замирание многолучевого распространения. Как отмечалось выше, тем не менее при МДКР широкой полосы в процессе демодуляции могут быть разные траектории. Это разъединение не только значительно снижает интенсивность замирания многолучевого распространения, но и дает преимущество для системы МДКР.

Одним из решений проблемы уменьшения пагубных эффектов замирания является разнесение. Поэтому желательно, чтобы была обеспечена некоторая форма разнесения, чтобы система могла бы уменьшать замирание. Имеются три основных типа разнесения: во времени, по частоте и в пространстве.

Разнесение во времени наилучшим образом можно достичь повторением, временным переключением и кодированием исправления ошибок и детектированием для резервирования. Система, содержащая настоящее изобретение, может использовать каждый из этих способов как форму разнесения во времени.

МДКР с присущей ему характерной широкой полосой обеспечивает одну из форм разнесения по частоте путем прохождения энергии сигнала по широкой полосе частот. Поэтому избирательное частотное замирание затрагивает только небольшую часть полосы сигнала МДКР.

Разнесение в пространстве или по

траектории достигается обеспечением многих траекторий сигнала по одновременным линиям связи от мобильного устройства через две и более базовые станции с использованием обычно двух и более антенных элементов. Кроме этого, разнесения по траекториям можно добиться применением условий многолучевого распространения посредством обработки расширенного спектра, чтобы поступающие с разными задержками прохождения сигналы принимались и обрабатывались отдельно, как указано выше. Примеры разнесения по траекториям описываются в патенте США N 5101501 "Программная передача дежурства без прерывания работы в сотовой телефонной системе МДКР" от 21 марта 1992 г. и патенте США N 5109390 "Приемное устройство разнесения в сотовой телефонной системе МДКР" от 28 апреля 1992 г.

Пагубные эффекты замирания можно также сдерживать в определенной мере в системе МДКР путем управления мощностью передатчика. Система для управления мощностью базовой станции и мобильного устройства также раскрыта в патенте США N 5056109 "Способ и устройство для управления мощностью передачи в сотовой телефонной системе МДКР" от 8 октября 1991 г.

Раскрытая в патенте 4901307 методика МДКР предусматривает использование относительно длительных последовательностей ПШ, причем каждому мобильному устройству пользователя предназначена отличная от других последовательность ПШ. Взаимная корреляция между различными последовательностями ПШ и автокорреляция последовательности ПШ для всех ненулевых сдвигов во времени имеют приближающиеся к нулю средние значения, что позволяет различать при приеме разные сигналы пользователя. (Для автокорреляции и взаимной корреляции требуется, чтобы логический "0" принимал значение "1", а логическая "1" принимала значение "-1" или аналогичное преобразование для получения нулевого среднего значения).

Однако эти сигналы ПШ не ортогональные. Несмотря на то, что взаимная корреляция существенно усредняет ноль по всему протяжению последовательности, для краткого временного интервала, такого как время разряда информации, взаимная корреляция является произвольно изменяющейся величиной с бинарным распределением. Как таковые, сигналы создают друг другу помехи почти точно так же, как если бы они были гауссовым шумом широкой полосы с одинаковой спектральной плотностью мощности. Поэтому сигналы другого пользователя или шум взаимных помех в конце концов ограничивают достижимую производительность.

В технике хорошо известно, что можно создать p множество ортогональных двоичных последовательностей каждая длиной p для p любой степени 2 (см. "Применение цифровой связи в космосе", С.В. Голос и др., Прентис Холл Инк., 1994, стр. 45-64). На самом деле многие способы ортогональных двоичных последовательностей также известны для большинства значений длины, являющихся

кратным четырем и меньшим двухсот. Один из легко создаваемых классов таких последовательностей называется функцией Уолша и также известен как матрицы Адамара

Функцию Уолша порядка n можно рекурсивно определить следующим образом.

$$W(n) = \begin{bmatrix} W(n/2), & W(n/2) \\ W(n/2), & \bar{W}(n/2) \end{bmatrix}$$

где \bar{W} означает логическое дополнение W , и $W(1) = [0]$.

Поэтому

$$W(2) = \begin{bmatrix} 0, & 0 \\ 0, & 1 \end{bmatrix},$$

$$W(4) = \begin{bmatrix} 0, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & 1, & 0, & 1 \\ 0, & 0, & 1, & 1 \\ 0, & 1, & 1, & 0 \end{bmatrix}$$

и

$$W(8) = \begin{bmatrix} 0, & 0, & 0, & 0, & 0, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & 1, & 0, & 1, & 0, & 1, & 0, & 1 \\ 0, & 0, & 1, & 1, & 0, & 0, & 1, & 1 \\ 0, & 1, & 1, & 0, & 0, & 1, & 1, & 0 \\ 0, & 1, & 0, & 1, & 1, & 0, & 1, & 0 \\ 0, & 0, & 1, & 1, & 1, & 1, & 0, & 0 \\ 0, & 1, & 1, & 0, & 1, & 0, & 0, & 1 \end{bmatrix}$$

Последовательность или код Уолша является одним из рядов матрицы функции Уолша. Матрица порядка n функции Уолша содержит n последовательностей, длина каждой из которых n битов.

Матрица порядка n функции Уолша (и также прочие ортогональные функции длиной n) имеют такое свойство, что по интервалам в n битов взаимная корреляция между всеми различными последовательностями внутри множества является нулем. Это можно увидеть, заметив, что каждая последовательность отличается от всякой другой последовательности точно на половину битов. Нужно также отметить, что всегда есть одна последовательность, содержащая только нули, и что все прочие последовательности содержат пополам единицы и нули. Символ Уолша, содержащий только логические нули вместо половины единиц и нулей, называется нулевым символом Уолша.

На обратном канале связи от мобильного устройства до базовой станции не имеется пилота-сигнала для обеспечения опорной фазы. Поэтому нужен способ, чтобы обеспечить качественную линию связи на замирающем канале, имеющем низкое отношение ШБ/ш (энергия из расчета на бит/плотность мощности шума). Модуляция функции Уолша на обратной линии связи является простым способом для получения 64-чной модуляции с когерентностью по множеству шестидесяти символов, преобразованных в 64 кода Уолша. Характеристики названного канала таковы, что скорость изменения фазы относительно низкая. Поэтому при выборе длительности кода Уолша, которая будет короче скорости изменения фазы на канале, будет возможной когерентная демодуляция по длине одного кода Уолша.

На канале обратной линии связи код Уолша определяется информацией, передаваемой от мобильного устройства. Например, трехбитовый информационный

символ можно преобразовать в восемь указанных выше последовательностей $W(8)$. "Перепреобразование" кодированных символов Уолша в оценку исходных символов информации можно осуществить в приемном устройстве быстрым преобразованием Адамара (БПА). Предпочтительнее "перепреобразование" или процесс выбора дает данные программного решения, которые можно направить на дешифратор для декодирования по методике максимального правдоподобия.

БПА используется для осуществления процесса "перепреобразования". БПА коррелирует принятую последовательность с каждой возможной последовательностью Уолша. Для выбора наиболее вероятного значения корреляции, которая масштабируется и передается в виде данных программного решения, применяются схемы выбора.

Широкополосное приемное устройство конструкции разнесения или приемник - "тренька" содержит множество приемников данных для уменьшения эффектов замирания. Обычно каждый приемник данных предназначен для демодулирования сигнала, прошедшего по отличной от других траектории: либо пространственно, при помощи множества антенн, либо временно по многочисловому распространению. При демодулировании сигналов, модулированных согласно схеме передачи ортогональных сигналов, каждый приемник данных коррелирует принятый сигнал с каждым возможным значением преобразования при помощи БПА. Каждый из выходов каждого БПА объединяется. Схемы выбора затем выбирают значение наиболее вероятной корреляции, основанное на объединенном выходе БПА, чтобы получить данные программного решения.

В системе, описанной в указанном выше патенте 5103459, сигнал вызова начинается как источник информации с частотой 9600 бит/сек, который затем преобразуется кодирующим устройством прямого исправления ошибок с отношением 1/3 в выходной поток с частотой 28800 символов/сек. Эти символы группируются одновременно по 6 и формируют 4800 символов Уолша в сек, при этом каждый символ Уолша выбирает одну из шестидесяти четырех ортогональных функций Уолша, которые по длительности имеют шестьдесят четыре элемента сигнала Уолша. Элементы сигнала Уолша модулируются конкретной для пользователя последовательностью ПШ. Конкретные для пользователя модулированные данные ПШ затем разбиваются на два сигнала, один из которых модулируется последовательностью ПШ синфазного канала (С) и другой из которых модулируется последовательностью ПШ квадратурного канала (К). Обе каналные модуляции С и К дают четыре элемента сигнала ПШ из расчета на один элемент сигнала Уолша с частотой расширения ПШ 1,2288 МГц. Модулированные по В и К данные являются Манипулирующей Квадратурой Сдвига (МКС), объединенной для передачи.

В сотовой системе МДКР, описанной в указанном выше патенте 4901307, каждая базовая станция охватывает ограниченную географическую территорию и связывает

мобильные устройства в районе своего охвата через коммуникацию осовой системы с телефонной сетью общего пользования (ТСОП). Когда мобильное устройство движется в зону охвата другой базовой станции, то трассировка вызова пользователя передается на эту другую базовую станцию. Траектория передачи сигнала от базовой станции к мобильному устройству называется прямой линией связи, а, как указано выше, траектория передачи сигнала от мобильного устройства к базовой станции называется обратной линией связи.

Как описывается выше, интервал элемента сигнала ПШ определяет минимальное разделение, которое должны иметь две траектории, чтобы объединиться. До того, как две отдельные траектории можно будет демодулировать, нужно сначала определить относительные сроки времени поступления (или сдвига) траекторий в принятом сигнале. Модем канального элемента выполняет эту функцию "поиском" по всей последовательности потенциальных сдвигов траектории и измерением энергии, принятой на каждом из потенциальных сдвигов траектории. Если энергия, связанная с потенциальным сдвигом, превышает определенный порог, то этому сдвигу может быть предназначен элемент демодуляции сигнала. Сигнал, присутствующий на этом сдвиге траектории, затем можно объединить с "вкладками" других элементов демодуляции на их соответствующих сдвигах. Способ и устройство предназначения элемента демодуляции, основанного на уровнях энергии элемента демодуляции искателя, раскрыт в совместной заявке на патент США N 08/144902 "Элемент демодуляции в системе, способной принимать множество сигналов" от 28 октября 1993 г. Такое равенство или приемник-гребень обеспечивает надежную цифровую линию связи, поскольку всем траекториям приходится замирать совместно до того, как объединенный сигнал деградирует.

Пример множества сигналов от одного мобильного устройства, поступающих в базовую станцию, показан на фиг. 1. Вертикальная ось представляет мощность, принятую в децибеллах (дБ). Горизонтальная ось представляет задержку во времени поступления сигнала из-за задержек многолучевого распространения. Ось (не показана), идущая в поисковый вызов, представляет сегмент времени. Каждый пик сигнала в общей плоскости поискового вызова поступил в общее время, но передан мобильной станцией в разное время. Каждый пик сигнала 2-7 прошел разную траекторию и поэтому дает разную задержку во времени и разную амплитудно-частотную характеристику. Шесть различных пиков сигнала, представленные пиками 2-7, представляют обстановку интенсивного многолучевого распространения. Обычные городские условия дают меньше пригодных траекторий. Минимальный уровень шума системы представлен пиками и провалами, имеющими более низкие уровни энергии. Задача элемента поиска заключается в распознавании задержки, измеренной по горизонтальной оси пиков 2-7 сигнала для потенциального элемента демодуляции.

Горизонтальная ось также может

считаться имеющей единицы сдвига ПШ. В любое заданное время базовая станция принимает разные сигналы от одного мобильного устройства, каждый из которых прошел по разной траектории и может иметь разные задержки во времени, отличные от других. Сигнал мобильного устройства модулируется последовательностью ПШ. Вариант последовательности ПШ также генерируется в базовой станции. В базовой станции каждый сигнал многолучевого распространения отдельно демодулируется кодом последовательности ПШ, упорядоченным по его хронированию. Координаты горизонтальной оси могут считаться соответствующими сдвигу кода последовательности ПШ, который будет использован для демодулирования сигнала в этой координате.

Нужно отметить, что каждый из пиков многолучевого распространения изменяется по амплитуде как функция времени (на фиг. 1 показано неровным гребнем каждого пика многолучевого распространения). В изображенном ограниченном периоде времени в пиках многолучевого распространения крупных изменений нет. В течение более продолжительного периода времени пики многолучевого распространения исчезают и с ходом времени создаются новые траектории. С течением времени пики многолучевого распространения имеют тенденцию к слиянию или "размыванию" в широкий пик. В то время как каждый элемент демодуляции сводит за небольшими изменениями в предназначенном ему сигнале, задача поиска заключается в генерировании алгоритма текущей обстановки многолучевого распространения, воспринимаемой базовой станцией.

В обычной системе беспроводной телефонной связи передатчик мобильного устройства может использовать кодерную систему, которая кодирует речевую информацию в формате переменной скорости. Например, скорость передачи данных может быть снижена из-за пауз в речи. Пониженная скорость передачи данных снижает уровень помех для других пользователей, вызываемых передатчиком мобильного устройства. Кодерная система в приемном устройстве, или иным образом связанная с приемным устройством, используется для восстановления речевой информации. В дополнение к речевой информации только неречевая информация или сочетание того и другого может передаваться мобильным устройством.

Вокoder, пригодный для применения в данных условиях, описан в заявке на Патент США N 07/13661 "Вокoder переменной скорости" от 11 июня 1991. Этот вокoder производит из цифровых выборок речевой информации кодированные данные с четырьмя различными скоростями, напр. около 8000 битов/сек (б/с), 4000 б/с, 2000 б/с и 1000 б/с на основе речевой активности в течение 20 миллисекундного (мс) фрагмента. Каждый фрагмент вокoderных данных форматируется дополнительными разрядами как следующие фрагменты данных: 9600 б/с, 4800 б/с, 2400 б/с и 1200 б/с. Фрагмент с самой высокой скоростью передачи данных, который соответствует фрагменту 9600 б/с, называется фрагментом

"полной скорости". Фрагмент данных 4800 б/с называется фрагментом "половиной скорости", фрагмент данных 2400 б/с называется фрагментом "четверти скорости" и фрагмент данных 1200 б/с называется фрагментом "одной восьмой скорости". Ни в процессе кодирования, ни в процессе форматирования фрагмента информации скорости, включенной в данные, не имеется. Когда мобильное устройство передает данные со скоростью, меньшей, чем полная скорость, рабочий цикл переданного сигнала мобильных устройств тот же, что и скорость передачи данных. Например, на четвертой скорости сигнал передается от мобильного устройства только четверть времени. В течение прочих трех четвертей времени никакого сигнала от мобильного устройства не передается. Мобильное устройство включает в себя рандомизатор пакета данных. Когда ему задает скорость данных сигнала, который нужно передать, рандомизатор пакета данных определяет, в течение каких интервалов времени мобильное устройство передает и в течение каких интервалов времени оно не передает. Более подробно рандомизатор пакета данных описывается в заявке на патент США N 07/846312 "Рандомизатор пакета данных" от 5 марта 1992.

В базовой станции каждый отдельный сигнал мобильного устройства должен быть отличен от совокупности принимаемых сигналов вызова, чтобы его демодулировать обратно в исходный сигнал вызова мобильного устройства. Система и способ для демодулирования сигнала мобильного устройства, принятого в базовой станции, описывается, например, в патенте 5103459. Фиг. 2 является блок-схемой оборудования базовой станции, описываемого в патенте 5103459, для демодулирования сигнала обратной линии связи с мобильного устройства.

Обычная базовая станция содержит множество независимых элементов поиска и демодулирования. Элементы поиска и демодулирования управляются устройством управления. В этом варианте воплощения в целях сохранения высокой производительности системы каждая мобильная станция в системе не передает непрерывно пилот-сигнал. Отсутствие пилота-сигнала на обратной линии связи увеличивает время, необходимое для просмотра всех возможных сдвигов времени, с которыми может быть принят сигнал мобильного устройства. Обычно пилот-сигнал передается с более высокой мощностью, чем сигналы нагрузки, тем самым повышая отношение сигнал-шум принимаемого пилота по сравнению с принимаемыми сигналами канала нагрузки. В противоположность этому каждое мобильное устройство в идеале передает сигнал обратной линии связи, который имеет уровень, равный уровню мощности, принятому от каждого другого мобильного устройства, и имеет поэтому низкое отношение сигнал-шум. Также пилот-сигнал передает известную последовательность данных. Без пилота-сигнала процесс поиска должен также определить, какие данные были переданы.

Для системы, показанной на фиг. 2, каждый элемент поиска содержит один процессор БПА, который может выполнять

одно преобразование БПА в течение периода времени, равного периоду символа Уолша. Процессор БПА подчинен "реальному времени" в том смысле, что в каждом интервале символа Уолша вводится одна величина и одна величина выводится из БПА. Поэтому для обеспечения быстрого процесса поиска нужно использовать несколько элементов поиска. Элементы поиска непрерывно производят сканирование в поиске информационного, находящегося под управлением контроллера системы, сигнала конкретного мобильного устройства. Элементы поиска сканируют множество временных сдвигов "вокруг" номинального поступления сигнала при поиске произведенных сигналов многолучевого прохождения. Каждый из элементов поиска подают назад к контроллеру результаты производимого им поиска. Контроллер табулирует эти результаты для использования элементов демодулирования поступающим сигналам.

Базовая станция (фиг. 2) имеет одну и более антенн 12, принимающих сигналы 14 мобильного устройства обратной линии связи МДКР. Обычно охватываемый городской базовой станцией район разбивается на три подрайона, называемых секторами. На один сектор приходится две антенны, и при этом обычная базовая станция имеет всего шесть антенн приема. Принимаемые сигналы преобразовываются с понижением частоты до полосы частот модулирующих сигналов аналоговым приемным устройством 18, которое квантирует принимаемые сигналы S и K каналов и посылает эти цифровые величины по линиям 16 к модему 20 канального элемента. Каждый модем канального элемента работает для одного пользователя. Модем содержит множество приемных устройств цифровых данных или элементы 22, 24 демодуляции и множество приемных элементов 26 поиска. Микропроцессор 34 управляет работой элементов 22 и 24 демодуляции и элементов 26 поиска. Код ПШ пользователя в каждом элементе демодулирования и искателе придан коду мобильного устройства, предназначенного этому каналному элементу. Микропроцессор 34 поэтапно проводит искатели 26 по всему множеству сдвигов, называемому окном поиска, которое по вероятности может содержать пик сигнала многолучевого распространения, пригодный для элементов демодулирования. Для каждого сдвига элемент 26 поиска собирает энергию, которую он обнаружил в этом сдвиге. Элементы 22 и 24 демодулирования затем подключаются микропроцессором 34 к траекториям, распознанным элементом 26 поиска (т.е. опорный сигнал их генераторов ПШ перемещается, чтобы упорядочить его относительно опорного сигнала обнаруженной траектории). После того, как элемент демодулирования зафиксирован на сигнале предназначенного ему сдвига, он затем следует этой траектории сам без "руководства" со стороны микропроцессора до тех пор, пока траектория не затмет или элемент демодулирования не будет подключен микропроцессором к более лучшей траектории.

На фиг. 2 показана внутренняя структура только одного приемного устройства 22 для

применя цифровых данных, не следует иметь в виду, что это относится также и к приемнику 24 цифровых данных и элементам 26 поиска. Каждый элемент демодулирования 22, 24 или элемент 26 поиска модема канального элемента имеет соответствующие генераторы 36, 38 последовательности ПШ С и К и генератор 40 последовательности ПШ конкретного пользователя, который используется для выбора конкретного мобильного устройства. Выход 40 последовательности ПШ конкретного пользователя имеет исключяющие логические элементы 42 и 44 ИЛИ для выхода генераторов 36 и 38 последовательности ПШ С и К для выработки последовательностей ПШ-С' и ПШ-К', которые подаются к блоку 46 сжатия. Спорный сигнал хронирования генераторов ПШ 36, 38, 40 отрегулирован относительно сдвига предназначенного сигнала, благодаря чему блок 46 сжатия коррелирует принятые антенные выборки канала С и К с последовательностью ПШ-С' и ПШ-К', соответствующей предназначенному сигналу сдвига. Четыре выхода блока сжатия, соответствующие четырем элементам сигнала ПШ на элемент сигнала Уолша, суммируются накапливающими сумматорами 48, 50 и образуют единый элементарный сигнал Уолша. Суммированный элемент сигнала Уолша затем вводится в процессор 52 БПА. Процессор 52 БПА коррелирует множество из принятых шестидесяти четырех элементов сигналов Уолша с каждой из шестидесяти четырех возможных переданных функций Уолша и выводит шестидесять четыре входные матрицы данных программного решения. Выход БПА процессора 52 БПА для каждого элемента демодулирования затем объединяется с выходами других элементов демодулирования элементом 28. Выход объединителя 28 является демодулированным символом "программного решения". Данные программного решения являются выбранным демодулированным символом, умноженным на весовой коэффициент со степенью достоверности того, что они правильно распознают исходный переданный символ Уолша. Программное решение затем подается к дешифратору 29 прямого исправления ошибок для последующей обработки, чтобы восстановить исходный сигнал вызова. Этот сигнал вызова затем отсылается по цифровой линии 30, которая направляет вызов в телефонную станцию общего пользования (ТСОП) 32.

Аналогично каждому из элементов демодулирования 22, 24 каждый элемент 26 поиска содержит траекторию полных данных демодуляции. Элемент 26 поиска отличается от элемента демодулирования только тем, как используется выход, и тем, что он не обеспечивает слежение во времени. Для каждого обнаруживаемого сдвига элемент поиска находит энергию корреляции в этом сдвиге сжатием антенных выборок, накоплением их в элементарные сигналы Уолша, которые вводятся в БПА, где выполняется БПА и суммируется максимальная энергия выхода БПА для каждого символа БПА, для которого искатель находится на сдвиге. Окончательная сумма сообщается обратно в микропроцессор 34. Обычно каждый элемент 26 поиска делает пошаговое выполнение по окну поиска вместе

с другими как группа при помощи микропроцессора 34, при этом каждый элемент поиска отделен от соседнего половиной элементарного сигнала ПШ. Таким образом, на каждой максимальной возможной сдвиговой ошибке четверти элементарного сигнала имеется достаточно энергии корреляции, чтобы застраховаться от того, что траектория случайно не пропущена только потому, что элемент поиска не проявил корреляцию с точным сдвигом траектории. После последовательного проведения элементов поиска 26 по окну поиска микропроцессор 34 оценивает результаты обратного сообщения, отыскивая сильные траектории для предназначения элементов демодулирования - как это описывается в заявке на патент США N 08/144502.

Условия многолучевого распространения постоянно меняются при движении мобильного устройства по району охвата базовой станции. Число необходимых поисков устанавливается необходимостью быстрого нахождения многолучевого распространения - достаточно быстрого, чтобы траекторию можно было нормально использовать элементами демодулирования. С другой стороны, число нужных элементов демодулирования является функцией количества траекторий, обнаруживаемых обычно в данный момент для использования. Для удовлетворения этой необходимости система имеет два элемента 26 поиска и один элемент демодулирования 24 для каждой из четырех используемых интегральных схем (ИС) демодулятора для общего числа четырех элементов демодулирования, и восемь искателей на один модем канального элемента. Каждый из этих двенадцати элементов обработки содержит траекторию полных данных демодулирования, включая процессор БПА, который занимает относительно большое и дорогое место при его выполнении на интегральной схеме. Кроме четырех ИС демодулятора модем канального элемента имеет также ИС модулятора и ИС дешифратора прямого исправления ошибок для общего числа 6 чипов ИС. Для управления элементами демодулирования и элементами поиска и согласования их работы требуется мощный и дорогой микропроцессор. Эти схемы в том виде, в каком они выполнены в модеме, полностью независимы, и им нужно постоянное "руководство" микропроцессором 34 для последовательного проведения по правильным сдвигам и для исправления выходов БПА. По каждому символу Уолша микропроцессор принимает проверку, чтобы обработать выходы БПА. Только эта скорость проверки обуславливает необходимость микропроцессора большой мощности.

Большим преимуществом была бы замена шести ИС, нужных для модема, на одну ИС, для которой потребовался бы меньший объем микропроцессорного обеспечения, тем самым были бы снижены непосредственные издержки на ИС и производственные издержки на модем и благодаря чему можно было бы использовать более дешевые микропроцессоры (либо, как вариант, один более мощный процессор для обеспечения нескольких модемов канального элемента сразу). Недостаточно исходить только из миниатюризации компонентов при

изготовлении ИС и совмещения шести кристаллов в одном нужно переконструировать фундаментальную структуру демодулятора для действительно ренталбельного модуля на одном кристалле. Из вышеизложенного очевидно, что необходимы такой прием сигналов и такое устройство обработки сигналов, которые могли бы демодулировать сигнал вызова расширенного спектра с меньшими затратами, и это более ренталбельно с точки зрения структуры.

Данное изобретение заключается в едином интегральном процессоре поиска, который может быстро оценивать большое число сдвигов, потенциально содержащих многолучевое распространение принимаемого сигнала вызова. Для системы, показанной на фиг. 2, каждый искатель содержит один процессор БПА, который может выполнять одно БПА из расчета одного символа Уолша. Для того, чтобы получить дополнительную производительность обработки в системе, нужно ее дополнить элементами дискретного поиска, каждый из которых имеет свой собственный процессор БПА.

Основной особенностью данного изобретения является разделение установления последовательности процессора БПА от реального времени и использование вместо этого одного квантованного по времени процессора БПА совместно для процессов демодуляции и поиска. Чтобы полностью воспользоваться преимуществами быстрой обработки БПА, нужно чтобы процессор БПА снабжался быстрым потоком данных. Данное изобретение включает в себя эффективный механизм подачи данных к процессору БПА.

Краткое изложение существа изобретения Согласно данному изобретению демодулятор сигнала для системы связи расширенного спектра использует единый интегральный процессор поиска для быстрой оценки большого числа сдвигов, которые потенциально содержат многолучевое распространение принимаемого сигнала вызова. По завершении поиска интегральный процессор поиска представляет сводку наиболее возможных траекторий для элементов демодулирования.

Действие интегрального процессора поиска основывается на демодуляции антенных выборок, кодированных по Уолшу с помощью процессора быстрого Преобразования Адамара (БПА). Процессор БПА может действовать во много раз быстрее скорости в реальном времени, с которой данные принимаются. Например, в предпочтительном варианте осуществления процессор БПА может за то время, в течение которого система принимает данные в один символ Уолша, произвести 32 результата корреляции символов Уолша.

Для реализации возможностей быстрого процессора БПА необходимо, чтобы система подавала к процессору БПА данные с соответствующей высокой скоростью. В предпочтительном варианте осуществления антенные выборки модулированы в расширенном спектре и должны быть сжаты до их поступления в процессор БПА.

Чтобы подать сигнал на вход блока сжатия требуются два буферных устройства первое

нужно для хранения антенных выборок данных, а второе - для хранения выборок последовательности ПШ. Поскольку у антенных выборок битов связанных с ними данных больше, чем битов, связанных с последовательностью ПШ, целесообразно ограничить количество подлежащих запоминанию антенных выборок, даже если это означает увеличение количества хранимых данных последовательности ПШ. Буфер выборки в предпочтительном осуществлении может хранить данные в два символа Уолша. Он записывается и считывается кругообразно. Буфер последовательности ПШ в предпочтительном варианте осуществления содержит данные в четыре символа Уолша.

Для ускорения кругообразного действия буфера выборки работа интегрального процессора поиска разбивается на группы дискретных поисков. Каждая группа дискретных поисков называется "гребнем поиска". Каждый дискретный поиск называется "элементом гребня". Каждый элемент гребня соответствует данным в один символ Уолша и одному действию преобразования процессором БПА. Кольцевой буфер действует таким образом, что каждый последующий элемент гребня в гребне поиска является сдвигом с предшествующего элемента гребня на одну половину элемента сигнала последовательности ПШ и на одну половину сдвига во времени. В этой конфигурации каждый элемент гребня в общем гребне поиска коррелируется с одной и той же последовательностью ПШ.

Группы гребней поиска можно определять в осях поиска. Группы осяв поиска можно определить как множества антенного поиска. Множества антенного поиска можно определить микропроцессором, назначив несколько параметров. Интегральный процессор поиска затем выполняет назначенные поиски и подает результаты обратно микропроцессору, при этом другого входа из микропроцессора не имеется. Таким образом, интегральный процессор поиска выполняет множество поисков - быстро и с минимальным объемом взаимодействия процессора.

Краткое описание чертежей В дальнейшем изобретение поясняется подробным описанием его воплощения со ссылками на сопровождающие чертежи, на которых:

фиг. 1 изображает диаграмму сигнала интенсивного многолучевого распространения;

фиг. 2 изображает блок-схему известной системы демодулирования в сети связи;

фиг. 3 изображает пример системы связи МДКР согласно настоящему изобретению;

фиг. 4 - блок-схему модуля канального элемента, выполненного согласно настоящему изобретению;

фиг. 5 - блок-схему процессора поиска;

фиг. 6 изображает кольцевой характер буфера антенной выборки, использующего первый сдвиг согласно изобретению;

фиг. 7 - кольцевой характер буфера антенной выборки для второго накопления первого сдвига на фиг. 6 согласно изобретению;

фиг. 8 - кольцевой характер буфера

антенной выборки для второго сдвига согласно изобретению,
 фиг. 9 - график, изображающий, как искатель обрабатывает вход приемного устройства как функцию времени согласно изобретению,

фиг. 10 - блок-схему входных каскадов искателя согласно изобретению,

фиг. 11 - блок-схему блока сжатия в искателе согласно изобретению,

фиг. 12 - блок-схему результирующего процессора искателя согласно изобретению,

фиг. 13 - блок-схему логической схемы управления последовательностью искателя согласно изобретению,

фиг. 14 - схему хронирования, изображающую последовательность обработки на фиг. 5 и соответствующие состояния определенных элементов логической схемы управления на фиг. 13, согласно изобретению,
 фиг. 15 - вариант блок-схемы процессора поиска согласно изобретению.

Описание предпочтительного варианта осуществления изобретения

Настоящее изобретение может применяться в разнообразных системах передачи данных, а в предпочтительном варианте осуществления, изображенном на фиг. 2, в системе 100 передачи речи и данных, в которой контроллер системы и переключатель, называемые подвижной коммутационной телефонной станцией (ПКТС) 102, также выполняют функции интерфейса и управления для обеспечения вызовов между мобильными устройствами 104 и базовыми станциями 106. ПКТС 102 также управляет трассировкой вызовов между телефонными станциями общественного пользования (ТСОП) 108 и базовыми станциями 106 для передачи в мобильные устройства 104 и из этих устройств.

Модем 110 (фиг. 4) канального элемента и другие элементы инфраструктуры базовой станции работают по методике МДКР и с форматами данных, описанными в упомянутых выше патентах. Множество антенн 112 подает сигнал 114 обратной линии связи в приемное устройство 116 аналогового передатчика. Приемное устройство 116 аналогового передатчика преобразует сигнал с понижением частоты до полосы частот модулирующих сигналов и делает выборку формы сигнала, в восемь раз превышающую частоту следования элементарных посылок ПШ. Приемное устройство 116 аналогового передатчика подает цифровые выборки к модему 110 канального элемента через сигнал 118 объединительной платы базовой станции. Для активного вызова входные каскады 122 демодулятора и интегральный процессор 128 поиска изолируют сигнал конкретного вызова от множества сигналов вызова, содержащихся в сигнале обратной линии связи посредством последовательности ПШ, как это описано в упомянутых выше патентах.

Модем 110 канального элемента (фиг. 4) содержит единый интегральный процессор поиска 128 для распознавания сигналов многолучевого распространения в принимаемом сигнале. Модем 110 канального элемента содержит единый процессор 120 быстрого преобразования Адамара (БПА), работающий в режиме разделения времени и

обслуживающий и интегральный процессор 128 поиска и входные каскады 122 демодулятора. Процессор 120 БПА согласовывает входные данные с каждым возможным символом Уолша. В этом случае имеется 64 возможных символа Уолша. Процессор 120 БПА выводит уровень энергии, соответствующий каждому из 64 возможных символов Уолша, где повышенные уровни энергии указывают на более высокую вероятность того, что соответствующий символ Уолша был действительным переданным символом. Детектор 160 максимального правдоподобия определяет самый крупный выход из шестидесяти четырех выходов для каждого входа в процессор 120 БПА.

Максимальная энергия и индекс символа Уолша затем поступают к конвейерному процессору 128 поиска и конвейерному процессору 126 демодулятора. Конвейерный процессор 126 демодулятора выполняет функции, имеющиеся в известных неинтегральных элементах демодуляции, которые не осуществлены во входных каскадах 122 демодулятора, но могут разделяться для совместного использования тем же способом квантования времени, что и процессор 120 БПА. Конвейерный процессор 126 демодулятора также упорядочивает во времени и объединяет данные символов, принятые на различных сдвигах в единый поток демодулированных символов "программного решения", который

умножается на весовой коэффициент для оптимизации работы обращенного переключателя - дешифратора 130 прямого исправления ошибок. Кроме того, конвейерный процессор 126 демодулятора вычисляет уровень мощности принимаемого сигнала. Из уровня принятой мощности создается индикация управления мощностью, которая дает команду мобильному устройству повысить или понизить передающую мощность мобильного устройства. Индикация управления мощностью затем передается через модулятор 140, который суммирует индикацию к переданному базовой станцией сигналу для приема мобильным устройством.

Поток символов программного решения выводится к обращенному переключателю-дешифратору 130 прямого исправления ошибок, где он проходит обратное переключение и дешифруется. Микропроцессор 136 канального элемента управляет всем процессом демодулирования и получает восстановленный сигнал вызова от обращенного переключателя-дешифратора прямого исправления ошибок по интерфейсу 134 шины микропроцессора. Сигнал вызова затем трассируется по каналу 121 обратной подачи цифровых данных в ПКТС 102, которая соединяет вызов через ТСОП 108.

Траектория данных прямой линии связи в основном идет как инверсия функций, которые представлены для обратной линии связи. Сигнал подается из ТСОП 108 через ПКТС 102 и линию 121 обратной подачи цифровых данных. Линия 121 обратной подачи цифровых данных обеспечивает вход к кодирующему устройству-переключателю 138 через микропроцессор 136 канального элемента. После кодирования и переключения данных кодирующее

устройство-переключатель 138 подает данные

к модулятору 140, где они модулируются по методу, раскрытому в упомянутых выше патентах. Выход модулятора подается к сумматору 142 передачи, где он суммируется с выходами других модулов канального элемента до преобразования с повышением частоты от полосы частот модулирующих сигналов и усиливается в приемном устройстве 116 аналогового передатчика. Сумматор передачи, соответствующий каждому элементу 110, может быть каскадирован каскадным включением в виде шлейфа, которое в итоге дает окончательную сумму, подаваемую к аналоговому приемопередатчику для вещания.

Суть поискового процесса заключается в том, что квантованный во времени процессор 120 БПА (фиг. 5), который, как указано выше, используется с разделением режима между интегральным процессором поиска 128 и входными каскадами 122 демодулятора. Помимо процессора 120 БПА, работающего в режиме разделения времени, и детектора 160 максимального правдоподобия интегральный процессор поиска 128 самостоятелен, самоуправляем и самодостаточен. В указанном выше порядке процессор 120 БПА может выполнять преобразование символов Уолша в 32 быстрее, чем процессор БПА 52 (фиг. 2). Эта характеристика быстрого проведения преобразования усиливает квантованные во времени рабочие показатели модели канального элемента 110.

В предпочтительном варианте осуществления процессор 120 БПА выполнен с использованием шестиступенчатой сети "бабочка". Эти структуры сети "бабочка" хорошо известны в технике. Они обеспечивают эффективный механизм для выполнения БПА как с точки зрения сведения до минимума количества логических элементов и операций, так и с точки зрения количества и скорости периода повторения тактовых импульсов для завершения преобразования.

Сеть "бабочка" можно использовать для создания обратного преобразования, отметив симметрию, которая применяется для создания символов Уолша. Функцию Уолша порядка p можно рекурсивно определить следующим образом:

$$W(n) = \begin{bmatrix} W(n/2), & W(n/2) \\ W(n/2), & -W(n/2) \end{bmatrix}$$

где W обозначает логическое дополнение и, $n|1 = 0$.

В предпочтительном варианте осуществления последовательность Уолша генерируется, где $p = 6$, поэтому 6-ступенчатая матрица "бабочка" используется, чтобы коррелировать выборку 64 входов с каждой возможной из 64 функций Уолша. Матрица "бабочка" представляет собой ряд 6 параллельных сумматоров.

Чтобы использовать преимущества процессора 120 БПА, производительность которого в 32 раза превышает производительность его подчиненного реальному времени аналога, процессор 120 БПА должен быть обеспечен высокой скоростью ввода данных в процесс. Буфер 172 выборки выполнен специально для этой цели. Буфер 172 выборки записывается и считывается круговым методом. Процесс поиска группируется в множества поисков одного сдвига. Самым высоким уровнем

группирования является множество антенного поиска. Каждое множество антенного поиска составляется из множества окон поиска. Обычно каждое окно поиска в одном множестве антенного поиска является группой тождественно выполняемого поиска, где каждое окно поиска в антенном поиске принимает данные от одной антенны. Каждое окно поиска состоит из ряда гребней поиска. Гребень поиска является множеством последовательных сдвигов поиска, который выполняется во временном эквиваленте длительности символа Уолша. Каждый гребень поиска состоит из множества элементов гребня. Каждый элемент гребня представляет один поиск на данном сдвиге.

В начале процесса поиска микропроцессор 136 канального элемента посылает параметры, определяющие окно поиска, которое может быть частью множества антенного поиска. Ширина окна поиска может обозначаться в элементах сигнала ПШ. Количество гребней поиска, необходимого для завершения окна поиска, изменяется в зависимости от количества элементов сигнала ПШ, определенных в окне поиска. Количество элементов гребня в расчете на гребень поиска можно определить микропроцессором 136 канального элемента либо его можно зафиксировать некоторым постоянным числом.

На примере множества сигналов, поступающих на базовую станцию от одного мобильного устройства (фиг. 1), становится более ясной взаимосвязь окна поиска, гребня поиска и элемента гребня. Вертикальная ось представляет мощность, принятую в децибеллах (дБ). Горизонтальная ось представляет задержку во времени поступления сигнала из-за задержки многолучевого распространения. Ось (не показана), идущая в поисковый вызов, представляет сегмент времени. Каждый пик сигнала в общей плоскости поискового вызова поступил в одно и то же время, но передан мобильным устройством в разное время.

Горизонтальную ось можно считать имеющей элементы сдвига элемента сигнала ПШ. В любое данное время базовая станция принимает разнообразные сигналы от одного мобильного устройства, каждый из которых прошел разную траекторию и может иметь задержку, отличающуюся от других. Сигнал мобильного устройства модулируется последовательностью ПШ. Экземпляр последовательности ПШ также генерируется на базовой станции. На базовой станции, если бы каждый сигнал многолучевого прохождение демодулировался отдельно, то была бы необходимость в коде последовательности ПШ, упорядоченном относительно хронирования каждого сигнала. Каждая из этих упорядоченных последовательностей ПШ задерживалась бы из-за этой задержки от нулевого опорного сигнала сдвига на базовых станциях. Количество элементов сигналов ПШ, на которые упорядоченная последовательность ПШ задерживается от опорного сигнала базовой

станции нулевого сдвига, можно преобразовать в горизонтальную ось.

Сегмент времени 10 (фиг. 1) представляет множество окон поиска, подлежащих обработке сдвигов элементарного сигнала

ПШ. Сегмент времени 10 разделяется на пять разных гребней поиска, такие как гребень 9 поиска. Каждый гребень поиска в свою очередь составляется из некоторого количества элементов гребня, которые представляют искомые фактические сдвиги. Например, каждый гребень поиска состоит из 8 различных элементов гребня, таких как элемент гребня, указанный стрелкой 8.

Для обработки одного элемента гребня, как указано стрелкой 8, на этом сдвиге в течение времени необходимо множество выборок. Например, для обработки указанного стрелкой 8 элемента гребня для процесса сжатия нужно множество выборки на сдвиге, указанном стрелкой 8, уходящей со временем назад в поисковый вызов. Отметим, что принимаемые антенным устройством также нужна соответствующая последовательность ПШ. Для процесса сжатия тоже нужна соответствующая последовательность ПШ. Последовательность ПШ можно определить, отменив время прибытия выборок и сдвиг, который нужно обработать. Нужный сдвиг можно объединить со временем прибытия для определения соответствующей последовательности ПШ, коррелируемой с принятыми выборками.

По мере сжатия элемента гребня принимаемые антенные выборки и последовательность ПШ с течением времени принимают ряд значений. Принимаемые антенные выборки одни и те же для всех сдвигов, а пик 2-7 изображает пример пиков многолучевого распространения, которые поступают одновременно и отличаются друг от друга только процессом сжатия.

В предположении, что вариант осуществления, как будет описано ниже, каждый элемент гребня является сдвигом во времени от предыдущего элемента гребня на одну половину элемента сигнала ПШ за это время. Это означает, что если элемент гребня, соответствующий стрелке 8, коррелировался, начиная с изображенной квантованной плоскости и двигался вперед во времени (как показано - в поисковый вызов), то элемент гребня слева от элемента, соответствующего стрелке 8, использовал выборки, начиная с половины элементарного сигнала во времени назад от изображенной квантованной плоскости. Этот ход во времени позволяет каждому элементу гребня в общем гребне поиска коррелироваться с одной и той же последовательностью ПШ.

Каждое мобильное устройство принимает переданный базовой станцией сигнал, задержанный на некоторое время из-за задержки многолучевого распространения, проходя в наземных условиях. В мобильном устройстве выполняется как генерация короткого кодирования, так и генерация длительного кодирования. Мобильное устройство генерирует опорный сигнал времени, который основан на опорном сигнале времени, который он принимает от базовой станции. Мобильное устройство использует опорный сигнал времени как вход к своим генераторам короткого и длительного кодирования. Сигнал информации, принимаемый на базовой станции от мобильного устройства, поэтому задерживается задержкой сигнала по общему пути траектории между базовой станцией и мобильным устройством. Поэтому,

если хронирование генераторов 202, 204 и 206 ПШ, используемое в процессе поиска, подчиняется опорному сигналу времени нулевого сдвига на базовой станции, то выход генераторов всегда будет в наличии прежде, чем соответствующий сигнал будет принят от мобильного устройства.

Сигнал МКС, данные канала С и данные канала К сдвигаются друг относительно друга одновременно на половину элементарного сигнала. Поэтому сжатие МКС, используемое в предпочтительном варианте осуществления, требует данные, выбранные со скоростью, в два раза превышающей частоту следования элементарных посылок. Процесс поиска также действует оптимально с данными, выбранными со скоростью, равной половине частоты следования элементарных посылок. Каждый элемент гребня в гребне поиска сдвигается на половину элементарного сигнала от предыдущего элемента гребня. Разрешающая способность элемента гребня, равная половине элементарного сигнала, обеспечивает исключение пропуска без детектирования пиковых сигналов многолучевого распространения. По этим причинам буфер 172 антенной выборки запоминает данные, выбранные со скоростью, в два раза превышающей частоту следования элементарных посылок ПШ.

Данные в один символ Уолша считываются с буфера 172 антенной выборки для обработки одного элемента гребня. Каждый последующий элемент гребня считывается с буфера 172 антенной выборки на половину сдвига элементарного сигнала ПШ от предыдущего элемента гребня. Каждый элемент гребня сжимается одной и той же последовательностью ПШ, считанной блоком сжатия с буфера 178 последовательности ПШ. Буфер 172 антенной выборки имеется для каждого элемента гребня в гребне поиска.

Емкость буфера 172 антенной выборки составляет два символа Уолша, и он повторно записывается и считывается в течение всего процесса поиска. В каждом гребне поиска первым обрабатывается элемент гребня с самым последним сдвигом во времени. Самый последний сдвиг соответствует сигналу, который прошел самую длинную траекторию сигнала от мобильного устройства к базовой станции. Момент, когда искатель начинает обрабатывать гребень поиска, соответствует границам символа Уолша, которые есть у элемента гребня, имеющего самый последний сдвиг в гребне поиска. Строб-импульс, называемый границей сдвинутого символа Уолша, указывает самое раннее время, когда процесс поиска может начать первый элемент гребня в гребне поиска, поскольку все необходимые выборки имеются в буфере 172 антенной выборки.

Работа буфера 172 (фиг. 6) антенной выборки наиболее наглядно иллюстрируется ее кольцевым характером. Выделенный круг 400 может считаться самим буфером 172 антенной выборки. Буфер 172 антенной выборки содержит ячейки памяти для данных из двух символов Уолша. Указатель 406 записи обращается вокруг буфера 172 антенной выборки в направлении, указанном в реальном времени, означая, что указатель

406 записи вращается вокруг буфера 172 антенной выборки емкостью в два символа Уолша в течение времени, когда выборки из двух символов Уолша передаются к входным каскадам 174 иксетеля. По мере записи выборок в буфер 172 антенной выборки в соответствии с ячейками памяти, указанными указателем записи 406, ранее запомненные величины перезаписываются. В предпочтительном варианте осуществления буфер 172 антенной выборки содержит 1024 антенные выборки, поскольку каждый из двух символов Уолша содержит 64 элементарных сигнала Уолша. Каждый элементарный сигнал Уолша содержит 4 элементарных сигнала ПШ и каждый элементарный сигнал ПШ подвергается выборке дважды.

Процесс поиска разделяется на два дискретных "кванта времени". В предпочтительном варианте осуществления квант времени равен 1/32 длительности символа Уолша. Выбор из 32 квантов времени на один символ Уолша выводится из имеющейся частоты тактового сигнала и количества периода повторения тактовых импульсов, нужных для выполнения БПА. 64 периода повторения тактовых импульсов требуется для выполнения БПА для одного символа Уолша. В предпочтительном варианте осуществления имеется генератор тактовых импульсов со скоростью в восемь раз выше частоты элементарного сигнала ПШ, который обеспечивает необходимый уровень рабочих показателей. Восемикратная частота следования элементарных посылок ПШ, умноженная на 64 необходимых периода повторения тактовых импульсов, есть эквивалент времени, необходимый для приема данных из двух элементарных сигналов Уолша. Поскольку в каждой половине буфера имеется 64 элементарных сигнала Уолша, для считывания полного символа Уолша требуется 32 кванта времени.

Множество концентрических дуг на внешней стороне выделенного круга представляет операцию считывания и записи буфером 172 антенной выборки. Дуги в выделенном круге 400 используются как средство объяснения и не соответствуют операциям считывания и записи. Каждая дуга представляет операцию считывания или записи в течение одного кванта времени. Самая близкая к центру круга дуга по времени происходит раньше всех, и каждая последующая дуга представляет операцию в последующих более поздних квантах времени, как указано стрелкой 414 времени. Каждая из концентрических дуг соответствует одной секции буфера 172 антенной выборки, представленного выделенным кругом 400. Если представить радиусы от центра выделенного круга 400 до конечных точек каждой концентрической дуги, то часть выделенного круга 400 между пересечением радиусов и выделенного круга 400 будет представлять ячейки памяти, к которым совершается доступ. Например, во время первой изображенной операции кванта времени 16 антенных выборок записываются в буфер 172 антенной выборки, представленный дугой 402А.

На фиг. 6, 7 и 8 предполагается следующие параметры поиска для иллюстративного окна поиска.

Ширина окна поиска 24 элементарных сигнала ПШ

Сдвиг поиска 24 элементарных сигнала

ПШ

Количество символов суммирования 2

Количество элементов гребня на один

гребень поиска 24

Также предполагается, что буфер 172 антенной выборки содержит действительные данные почти полного символа Уолша перед записью, указанной дугой 402А. В течение последующих квантов времени происходит запись, соответствующая дуге 402В и дуге 402С. В течение 32 квантов времени, имеющихся в длительности одного символа Уолша, операции записи продолжаются от дуги 402А до дуги 402FF, большинство из которых не показано.

32 кванта времени, представленные дугами от 402А до 402FF, соответствуют времени, необходимому для завершения одного гребня поиска. Пользуясь указанными выше параметрами, гребень поиска начинает сдвиг 24 элементарных сигналов ПШ от опорного сигнала нулевого сдвига или "реального времени" и содержит 24 элемента гребня. Сдвиг 24 элементарных сигналов ПШ соответствует вращению на 16,875 градусов по кругу от начала первой записи, указанной дугой 402А (вычисленной делением дуги 24 элементарных сигналов ПШ на общее количество 256 элементарных сигналов в половине буфера 172 антенной выборки и умножением на 180 градусов). Дуга 16,875 градусов изображается дугой 412. 24 элемента гребня соответствуют считываниям, указанным дугами 404А-404Х, большинство из которых не изображены. Первое считывание, соответствующее дуге 404А, начинается на сдвиге через некоторое время после записи, соответствующей 402С, благодаря чему имеется сопрягающееся множество данных. Каждое последующее считывание, такое как 404В, является сдвигом от предыдущего на одну ячейку памяти, соответствующим времени 1/2 элементарного сигнала ПШ. В течение изображенного гребня поиска считывания движутся к более ранним сдвигам во времени, как показано дугами 404А-404Х, с течением времени уходя против часовой стрелки в направлении, обратном вращению индикации 406 указателя записи. 24 считывания, представленные дугами 404А-404Х, проходят дугу, указанную дугой 418. Ход считываний по направлению к более ранним выборкам имеет преимущество обеспечения "бесшовного" поиска в окне поиска при выполнении каждого гребня поиска. Это преимущество будет подробно объяснено ниже.

Каждое из считываний, соответствующее дугам 404А-404Х, подает в блок записи 178 данные в один символ Уолша. Поэтому считывание соответствует прохождению по выделенному кругу 400 пути в 180 градусов. Отметим, что в гребне поиска последняя запись, соответствующая дуге 402FF, и последнее считывание, соответствующее дуге 404Х, не включают какие-либо общие ячейки памяти для объяснения сопрягающихся действительных данных. Тем не менее гипотетически, если такой порядок считываний и записи продолжать, то они фактически переписываются, и в этих условиях действительных данных не получится.

В большинстве условий передачи-приема

сигналов результат данных в один элемент гребня, собранных в течение времени длительностью в один символ Уолша, недостаточен для обеспечения точной информации о местоположении разнесенных сигналов. В этих случаях гребень поиска можно неоднократно повторить. Результаты элементов гребня в последующих гребнях поиска на общем сдвиге накапливаются процессором 162 результатов поиска, как подробно объясняется ниже. В этом случае параметры поиска, указанные выше, указывают, что количество символов для накопления на каждом сдвиге равно двум. На фиг. 7 изображен гребень поиска с фиг. 6, повторенный на том же самом сдвиге для последующих затем данных в один символ Уолша. Отметим, что буфер 172 антенной выборки содержит данные в два символа Уолша, благодаря чему данные, нужные для обработки во время гребня поиска, указанного на фиг. 7, были записаны во время гребня поиска, изображенного на фиг. 6. В этой конфигурации ячейки памяти, находящиеся в 180 градусах друг от друга, представляют один и тот же сдвиг ПШ.

После завершения двух накопленных гребней поиска процесс поиска идет к следующему сдвигу в окне поиска. Величина этого продвижения равна ширине обработанного гребня поиска - в данном случае 12 элементарных сигнала ПШ. Как определено в параметрах поиска, ширина окна поиска равна 24 элементарным сигналам ПШ. Ширина окна будет определять, сколько требуется сдвигов гребня поиска, чтобы завершить окно поиска. В этом случае для сканирования ширины окна в 24 элементарных сигнала ПШ требуются два сдвига. Ширина окна указывается дугой 412. Второй сдвиг для этого окна поиска начинается на сдвиге, следующем за последним сдвигом предыдущего гребня поиска, и продолжается вокруг точки сдвига номинального нуля, установленной местонахождением начала первой записи, указанной дугой 430A. Опять же в гребне поиска, указанного дугами 432A-432X, большинство которых не изображено, имеется 24 элемента гребня. Снова 32 записи указываются дугами 430A-430FF. Таким образом, последняя запись, указанная дугой 430FF, и последнее считывание, указанное дугой 432X, примыкают друг к другу в буфере 172 антенной выборки - как указано указательной стрелкой 434.

Изображенный на фиг. 8 гребень поиска повторен на противоположной стороне буфера 172 антенной выборки так же, как гребень поиска на фиг. 6 повторен на фиг. 7, поскольку параметры поиска обозначают, что каждый символ накоплен дважды. По завершении второго накопления второго гребня поиска для начала второго окна поиска имеется интегральный процессор 128 поиска. Последующее окно поиска может иметь новый сдвиг либо может указывать новую антенну, либо то и другое.

Местоположение границы между половиной считывания и половиной записи буфера обозначено пометкой 436 (фиг. 8). Граница обозначена меткой 410 (фиг. 6). Сигнал, который указывает точку во времени, соответствующую метке 436, называется стробом символа Уолша сдвига и также

указывает, что имеются новые выборки в один символ Уолша. По мере продвижения гребня поиска в окне к более ранним сдвигам граница между половинами считывания и записи буфера разворачивается в эти блокировки против часовой стрелки. Если по завершении текущего окна поиска необходимо крупно изменить обрабатываемый сдвиг, строб символа Уолша сдвига может продвигнуться на большую часть окружности круга.

Линия 181 (фиг. 9) времени поиска дополнительно графически иллюстрирует обработку искателя. Время графически отображается по горизонтальной линии в единицах символов Уолша. Адрес буфера 172 антенной выборки и адреса буфера 176 последовательности ПШ изображены вдоль вертикальной оси - также в единицах символов Уолша. Поскольку буфер 172 антенной выборки имеет емкость в два символа Уолша, адресация буфера 172 антенной выборки завершается на четных границах символа Уолша, но в иллюстративных целях изображает адреса до того, как они сворачиваются друг на друга. Выборки записываются в буфер 172 антенной выборки на адресе, взятом непосредственно из времени, когда они были получены, поэтому указатель 184 записи в буфер 172 антенной выборки является прямой линией с наклоном 45 градусов. Обрабатываемый сдвиг преобразуется в базовый адрес в адресе 174 буфера антенной выборки, чтобы начать считывание выборок в один символ Уолша для одного элемента гребня. Элементы гребня показаны как почти вертикальные сегменты 192 линии указателя считывания. Каждый элемент гребня преобразуется в символ Уолша по высоте, указанной как вертикальная ось.

Вертикальные разрывы между элементами гребня в гребне поиска обусловлены входными каскадами 122 демодулятора, которые прерывают процесс поиска для использования процессора 120 БПА. Входные каскады 122 демодулятора действуют в реальном времени и имеют первый приоритет использования процессора 120 БПА всякий раз, когда они имеют текущее или очередное множество данных для обработки. Поэтому обычное использование процессора 120 БПА дано входным каскадам 122 демодулятора на каждой границе символа Уолша, соответствующей сдвигу ПШ, который демодулируется входными каскадами 122 демодулятора.

На фиг. 9 изображены те же гребни поиска, что на фиг. 6, 7 и 8. Например, гребень 194 поиска имеет свои 24 элемента гребня, каждый из которых соответствует одной из дуг 404A-404X считывания на фиг. 6. Для гребня 194 (фиг. 9) поиска указатель 410 указывает, что строб символа Уолша сдвига соответствует аналогичному указателю на фиг. 6. Для считывания текущих выборок каждый элемент гребня должен быть ниже указателя 181 записи. Уклон вниз элементов гребня с гребнем поиска указывает гребни в сторону более ранних выборок. Гребень 195 поиска соответствует гребню поиска, изображенному на фиг. 7, а гребень 196 поиска соответствует гребню поиска, изображенному на фиг. 8.

В окне поиска, определенном указанными

выше параметрами, определены только 24 элемента гребня на один гребень поиска, хотя гребень поиска имеет 32 наличных кванта времени. Каждый элемент гребня можно обрабатывать в одном кванте времени. Тем не менее практически невозможно увеличить число элементов гребня на один гребень поиска до 32, чтобы соответствовать числу квантов времени, имеющихся в течение гребня поиска. Входные каскады 122 используют некоторые из доступных временных образцов БПА процессора, например, четыре отрезка для обработки сигналов на 178 (фиг. 9). Имеется также задержка времени, связанная с поиском, поскольку процесс чтения должен ждать до процесса чтения, чтобы заполнить буфер достоверными данными за заданное время. Необходимы также некоторые проблемы для синхронизации для временных отрезков, осуществляющие связь после стробирующего символа Уолша. Все эти факторы практически ограничивают количество элементов поиска, которые могут быть использованы в единичном гребне поиска. В некоторых случаях количество элементов поиска на один гребень поиска может быть увеличено, поскольку если входные каскады 122 имеют только один элемент демодуляции и только прерывают БПА процессор 120 один раз на гребень поиска. Поэтому в описываемом варианте количество элементов поиска на гребень поиска управляется канальным микропроцессором 136. В альтернативном варианте количество элементов поиска на гребень поиска может быть фиксированным.

Может быть значительная задержка при подключении между антенной выборки на входе в буфер или изменении начала отсчета окна поиска или промежутка между поисками. Если один гребень требует значительного количества образцов и следующий гребень для другой антенной выборки требует использования перекрывающей части буфера, следующий гребень должен отложить обработку до тех пор, пока возникнет следующая связь символа Уолша, в этой точке возникнет завершённый символ Уолша для образцов для новой антенной выборки. На фиг. 9 гребень 198 поиска обрабатывает данные от другой антенны - не той, которую обрабатывает гребень поиска 197. Горизонтальная линия 188 указывает ячейку памяти, соответствующую новым выборкам антенного входа. Отметим, что гребни 197 и 198 поиска не используют какие бы то ни было общие ячейки памяти.

Для каждого кванта времени выборки в два символа Уолша должны быть записаны в буфере выборки, и выборки в один полный символ Уолша могут быть считаны с буфера выборки. В предпочтительном варианте осуществления в течение каждого кванта времени имеется 64 периода повторения тактовых импульсов. Полный элементарный сигнал Уолша состоит из четырех множеств выборки: выборки канала С во времени, происшедшие выборки канала С, выборки канала К во времени и происшедшие выборки канала К. В предпочтительном варианте осуществления каждая выборка - это четыре бита. Поэтому от буфера 172 антенной выборки требуется шестьдесят четыре бита на период повторения тактовых импульсов. С

помощью ЗУПВ с одним портом большинство конструкций прямого буфера удаивает ширину слова до 128 битов и разбивает буфер на два буфера четной и нечетной выборки 168, 170 элементарных сигналов Уолша, ширина которых 64 бита, которые имеют 64 слова и которые можно независимо считывать/записывать. Гораздо реже происходящие записи на буфер затем мультиплицируются между считываниями, которые переключаются между двумя группами в последовательных периодах повторения тактовых импульсов.

Элементарный сигнал выборки Уолша, считанный с буфера четной или нечетной выборки 168, 170 элемента сигнала Уолша, имеет произвольное упорядочение относительно физического упорядочения слова ЗУПВ. Поэтому на первом считывании кванта времени обе половины считываются в блок сжатия 178 для формирования окна шириной в два элемента сигнала Уолша, из которого получают один элемент сигнала Уолша с текущим упорядочением сдвига. Для сдвига поиска четного элементарного сигнала Уолша адрес буфера четного и нечетного элемента сигнала Уолша для первого считывания один и тот же. Для сдвига нечетного элементарного сигнала Уолша четный адрес для первого считывания продвигается на один от нечетного адреса, чтобы обеспечить последующий элементарный сигнал Уолша, начинающийся с нечетной половины буфера выборки. Нужные блоку 178 сжатия дополнительные элементарные сигналы Уолша могут подаваться к нему считыванием от буфера одного элементарного сигнала Уолша. Последовательные считывания могут обеспечивать постоянное наличие "обновленного" окна шириной в два элементарных сигнала Уолша, из которого можно взять данные в один элементарный сигнал Уолша, упорядоченные относительно обрабатываемого текущего сдвига.

Для каждого элемента гребня в обработанном гребне поиска в процессе сжатия используется один и тот же символ Уолша данных от буфера 176 (фиг. 5) последовательности ПШ. Для каждого периода повторения тактовых импульсов одного кванта времени нужны четыре пары ПШ-С' и ПШ-К'. При помощи ЗУПВ с одним портом ширина слова удваивается и считывается в половину реж. Одна запись на буфер 176 последовательности ПШ, необходимая из расчета одного кванта времени, затем выполняется на периоде, который не используется для считывания.

По той причине, что процесс поиска может определить поиск сдвига ПШ до задержки от текущего времени до двух символов Уолша, нужно запоминать данные последовательности ПШ в четыре символа Уолша. В предпочтительном варианте осуществления буфер 176 последовательности ПШ представляет собой сто двадцать восемь слов на ЗУПВ в 16 битов. Требуется четыре символа Уолша, потому что начальный сдвиг может изменяться на 2 символа Уолша, и после того, как начальный сдвиг выбран, для корреляции нужна последовательность ПШ в один символ Уолша, а это означает, что для процесса сжатия требуются данные в три символа

Уолша. Поскольку одна и та же последовательность ПШ используется повторно, данные в буфере 176 последовательности ПШ не могут быть перезаписаны во время процесса сжатия, соответствующего одному гребню поиска. Поэтому память в дополнительный символ Уолша необходима, чтобы запомнить данные последовательности ПШ во время их генерации.

Данные, записываемые в буфер 176 последовательности ПШ и буфер 172 антенной выборки, обеспечиваются входными каскадами 174 искателя. Входные каскады 174 (фиг. 10) искателя включают в себя генераторы 202, 206 ПШ С и К короткого кода и генератор 204 ПШ Пользователя длительного кода. Величины, выведенные генераторами 202, 206 ПШ С и К и генератором 204 ПШ Пользователя длительного кода, определяются временем дня. Каждая базовая станция имеет универсальный эталон хронирования, такой как хронирование глобальной спутниковой системы радиопределения, для формирования сигнала хронирования. Каждая базовая станция также передает свой радиосигнал хронирования в мобильные устройства. На базовой станции опорный сигнал времени считается имеющим нулевой сдвиг, поскольку он ориентирован на глобальный опорный сигнал.

Выход генератора 204 ПШ Пользователя длительного кода имеет логические элементы 208 и 210, включающие ИЛИ, для выхода соответственно генераторов 202, 206 ПШ С и К короткого кода. (Этот же процесс также выполняется в мобильном устройстве, и выход используется для модулирования переданного сигнала мобильного устройства). Выходной сигнал логических элементов 208 и 210, включающих ИЛИ, запоминается в последовательно-параллельном сдвиговом регистре 212.

Последовательно-параллельный сдвиговый регистр 212 буферизирует последовательности до ширины буфера 176 последовательности ПШ. Выход последовательно-параллельного сдвигового регистра 212 затем записывается в буфер 176 последовательности ПШ на адресе, взятом из опорного сигнала времени нулевого сдвига. Таким образом, входные каскады 174 искателя подают данные последовательности ПШ в буфер 176 последовательности ПШ.

Входные каскады 174 искателя также подают антенные выборки в буфер 172 антенной выборки. Выборки 118 приема выбираются из одного из множества антенн через мультиплексор 216. Отобранные выборки приема от мультиплексора 216 подаются к фиксатору 218, где они прореживаются, т.е. одна четверть выборок выбирается для использования в процессе поиска. Выборки 118 приема отобраны с частотой, которая в восемь раз превышает частоту следования элементарных посылок ПШ приемником 116 (фиг. 4) аналогового передатчика. Обработка в алгоритме поиска предназначается для выборок, взятых с половиной частоты следования элементарных посылок. Поэтому только одну четверть принятых сигналов необходимо подавать к буферу 172 антенной выборки.

Выход фиксатора 218 подается к

последовательно-параллельному сдвиговому регистру 214, который буферизирует выборки до ширины буфера 172 антенной выборки. Выборки затем записываются в четные и нечетные буферы 168, 170 элементарного сигнала Уолша на адреса, также взятые из опорного сигнала времени нулевого сдвига. Таким образом, блок 178 сжатия может упорядочивать данные антенной выборки известным сдвигом относительно последовательности ПШ.

Для каждого периода повторения тактовых импульсов в кванте времени блок сжатия 178 (фиг. 5) берет антенные выборки из одного элементарного сигнала Уолша из буфера 172 антенной выборки, а соответствующее множество величин последовательности ПШ - из буфера 176 последовательности ПШ - и выводит элементарный сигнал Уолша канала С и К к процессору 120 БПА через мультиплексор 124.

Подробная схема блока 178 сжатия показана на фиг. 11, фиксатор 220 четного элементарного сигнала Уолша и фиксатор 222 нечетного элементарного сигнала Уолша фиксируют данные из четного буфера 168 элементарного сигнала Уолша и нечетного буфера 170 элементарного сигнала Уолша, соответственно. Группа 224 мультиплексоров извлекает подлежащие использованию выборки элементарного сигнала Уолша из выборок в два элементарных сигнала Уолша, представленных фиксаторами 220 и 222 четного и нечетного элементарного сигнала Уолша. Логический элемент 226 выбора мультиплексора определяет границу выбранного элементарного сигнала Уолша исходя из сдвига обрабатываемого элемента гребня элементарный сигнал Уолша выводится к группе 228 логических элементов, включающих ИЛИ, блока сжатия МКС.

Величины последовательности ПШ от буфера 176 последовательности ПШ фиксируются фиксатором 234 последовательности ПШ. Многорегистровое циклическое сдвиговое устройство 232 вращает выход фиксатора 234 последовательности ПШ, исходя из сдвига обрабатываемого элемента гребня, и подает последовательности ПШ к группе 228 логических элементов, включающих ИЛИ, блока сжатия МКС, которая обычным образом обращает антенные выборки, основанные на последовательности ПШ. Величины с исключенным ИЛИ затем суммируются древовидной схемой сумматора 230, который выполняет операцию суммирования в сжатии OQPSK и затем суммирует вместе четыре сжатых выхода элементарного сигнала, чтобы сформировать элементарный сигнал Уолша для входа в БПА.

Процессор 120 (фиг. 5) БПА берет шестьдесят четыре принятых элементарных сигнала Уолша от блока сжатия 178 через мультиплексор 124 и при помощи 6-ступенчатой матрицы "бабочка" коррелирует эти шестьдесят четыре выборки входа с каждой из шестидесяти четырех функций Уолша в кванте времени, состоящем из шестидесяти четырех периодов повторения тактовых импульсов. Детектор 160 максимального правдоподобия может быть использован, чтобы найти самый значительный выход энергий корреляции от

процессора 120 БГА. Выход детектора 160 максимального правдоподобия подается к процессору 162 результатов поиска, который является частью интегрального процессора 126 поиска.

Процессор 162 (фиг. 12) результатов поиска тоже работает в режиме квантованного времени. Подаваемые к нему сигналы управления задерживаются конвейерно для согласования с задержкой двух квантов времени с начала ввода элементарных сигналов Уолша в процессор 120 БГА, чтобы получить выход максимальной энергии. Как объяснялось выше, множество параметров окна поиска могут обозначать, что данные из некоторого количества символов Уолша в данных должны накапливаться до обработки результатов выбранной задержки. В параметрах, используемых в примерах, показанных на фиг. 6 и 7, количество накапливаемых символов равно 2. Процессор 162 результатов поиска выполняет функцию суммирования наряду с другими функциями.

Во время суммирования последовательных символов Уолша процессором 162 результатов поиска он должен запоминать накопленную сумму для каждого элемента гребня в гребне поиска. Эти накопленные суммы запоминаются в ЗУПБ 240 накопления символов Уолша. Результаты каждого гребня поиска вводятся в сумматор 242 от детектора 160 максимальной вероятности для каждого элемента гребня. Сумматор 242 суммирует имеющийся результат с соответствующей промежуточной величиной в ЗУПБ 240 накопления символов Уолша. При окончательном накоплении символов Уолша для каждого элемента гребня промежуточный результат считается из ЗУПБ 240 и суммируется сумматором 242 с окончательной энергией от элемента гребня, чтобы дать этому элементу гребня окончательный результат поиска. Затем результаты поиска сравниваются с наилучшими результатами, найденными в поиске до этого момента, как объясняется ниже.

В данном предпочтительном варианте осуществления всею наилучших результатов запоминаются в регистре 250 наилучших результатов. Можно хранить меньшее или большее количество результатов. Регистр 164 промежуточных результатов запоминает пиковые величины и их соответствующий ранговый порядок. Если энергия результата текущего поиска превышает по меньшей мере одну из величин энергии в регистрах, то логический элемент 254 управления процессором результатов поиска отбрасывает восьмой наилучший результат в регистре 164 промежуточных результатов и вставляет новый результат, наряду с его соответствующим рангом, сдвиг ПШ и антенну, соответствующую результату элемента гребня. Все результаты меньшего ранга становятся "разжалованными" на один ранг. В имеющейся уровне техники имеется хорошо известное большое количество методов осуществления такой функции отсортировки. В данном изобретении можно использовать любой из них.

Процессор 162 результатов поиска имеет местный фильтр пика, который в основном состоит из компаратора 244 и фиксатора 246

предыдущей энергии. Местный фильтр пика, если находится в работе, препитствует корректировку регистра 164 промежуточных результатов, даже если энергия результата поиска отвечает бы требованиям ее включения (а него), если результат поиска не представляет местный пик многолучевого прохождения. Таким образом, местный фильтр пика не дает заносить слишком широко "размазанное" многолучевое распространение в регистр 164 промежуточных результатов, тем самым не оставляя места для более слабого, но четкого многолучевого распространения, которое может стать лучшим кандидатом на демодуляцию.

Выполнение местного фильтра пика прямое. Величина энергии суммирования предыдущего элемента гребня запоминается в фиксаторе 246 предыдущей энергии. Суммирование имеющегося элемента гребня сравнивается компаратором 244 с хранящейся величиной. Выход компаратора 244 указывает, какой из двух входов больше, и фиксируется в логическом элементе 254 управления процессором результатов поиска. Если предыдущая выборка представляла местные максимумы, то логический элемент 254 управления процессором результатов поиска сравнивает результат предыдущей энергии с данными в регистре 164 промежуточных результатов, как описывается выше. Если местный фильтр пика выключен микропроцессором 136 канального элемента, то сравнение с регистром 164 промежуточных результатов всегда включается. Если либо имеющийся, либо последний элемент гребня в границе окна поиска имеет уклон, то тогда устанавливается фиксатор уступа, чтобы величина края границы также могла бы считаться пиком.

Простое выполнение этого местного фильтра пика облегчается ходом считывания в сторону более ранних символов в гребне поиска. Как показано на фиг. 6, 7, 8, 9 в гребне поиска каждый элемент гребня идет в сторону сигналов, присывающих по времени раньше. Это продвижение означает, что в окне поиска последний элемент гребня в гребне поиска и первый элемент гребня последующего гребня поиска в сдвиге сопоставимы. Поэтому действие местного фильтра пика меняться не надо, а выход компаратора 244 действителен в границах гребня поиска.

В конце обработки окна поиска величины, хранящиеся в регистре 164 промежуточных результатов, переносятся к регистру 250 наилучших результатов, считывание с которого производится микропроцессором 136 канального элемента. Процессор 162 результатов поиска, таким образом, забирает большую часть нагрузки с микропроцессора 136 канального элемента, который в системе нужен для того, чтобы независимо оперировать каждым результатом элемента гребня.

В предшествовавших разделах все внимание уделялось каналу обработки данных в интегральном процессоре 128 поиска и описывалось, как сырые антенные выборки 118 преобразуются в сводное сообщение о многолучевом прохождении на выходах регистра 250 наилучших результатов. В последующих разделах идет подробное

описание, как управляют каждым элементом в канале обработки данных поиска.

Как указывалось ранее, микропроцессор 136 канального элемента определяет множество параметров поиска, которое включает в себя группу антенн, чтобы производить поиск по данным, хранимым в буфере 348 (фиг. 13) выбора антенны, исходный сдвиг, хранимый в буфере 308 сдвига поиска, число элементов гребня из расчета на один гребень поиска, хранимое в буфере 312 ширины гребня, ширину окна поиска, хранимую в буфере 314 ширины поиска, число символов Уолша для накопления, хранимое в буфере 316 накопления символов Уолша, и командное слово, хранимое в буфере 346 командного слова.

Исходный сдвиг, хранимый в буфере 308 сдвига поиска, определяет разрешающую способность в восприятии элементарных сигналов. Исходный сдвиг контролирует удаление выборочного прореживания фиксатором 218 фиг. 10 во входных каскадах 174 искателя. В этом осуществлении благодаря буферу 172 антенной выборки шириной в два символа Уолша самой крупной величиной исходного сдвига является половина элементарного сигнала ПШ, меньшая двух полных символов Уолша.

До этого момента раскрывалась общая конфигурация выполнения поиска. В действительности имеется несколько классов определенных поисков. Когда мобильное устройство начинает свой доступ в систему, оно посылает сигнал радиомаяка с использованием нулевого символа Уолша, который называется предисловием. Нулевым символом Уолша является такой символ Уолша, который содержит все логические нули вместо упомянутых выше половины единиц и половины нулей. После выполнения предисловия поиска искатель ищет мобильные устройства, которые посылают радиомаяковый сигнал нулевого символа Уолша на канал доступа. Результатом поиска для предисловия поиска является энергия для нулевого символа Уолша. После выполнения поиска канала доступа в режиме сбора данных детектор 160 максимального правдоподобия выводит энергию для нулевого символа Уолша независимо от детектированной энергии максимального выхода. Командное слово, хранимое в буфере 346 командного слова, включает в себя предисловный бит, который указывает, когда выполняется предисловный поиск.

Как описывалось выше, механизм управления мощностью в предпочтительном варианте осуществления измеряет уровень сигнала, принятого от каждого мобильного устройства, и формирует индикацию управления мощностью, чтобы дать мобильному устройству команду повысить или понизить мощность передачи мобильного устройства. Механизм управления мощностью действует по множеству символов Уолша, которое называется группой управления мощностью во время работы канала нагрузки. (Работа канала нагрузки следует за работой канала доступа и означает работу во время активного вызова). Все символы Уолша в одной группе управления мощностью передаются при помощи той же команды индикации управления мощностью в

мобильном устройстве.

Как описано выше, в предпочтительном варианте осуществления данного изобретения передаваемый мобильным устройством сигнал имеет изменяемую частоту во время действия канала нагрузки. Частота, передаваемая мобильным устройством, неизвестна на базовой станции во время процесса поиска. При накоплении последовательных символов очень важно, чтобы передатчик во время накопления не записался. Последовательные символы Уолша в группе управления мощностью пропускаются вентилем как группа, означающая, что все 6 символов Уолша, составляющие группу управления мощностью в предпочтительном осуществлении, заперты или отперты.

Таким образом, когда параметр поиска определяет, что множество символов Уолша должно накапливаться во время действия канала нагрузки, при этом процесс поиска должен упорядочить каждый гребень поиска, чтобы начинать и заканчивать в одной группе управления мощностью. Командное слово, хранимое в буфере 346 командного слова, включает в себя бит упорядочения группы управления мощностью. Когда бит упорядочения группы управления мощностью установлен на единицу, указывая поиск канала нагрузки, процесс поиска синхронизируется с границей следующей группы управления мощностью вместо простого границы символа Уолша следующего сдвига.

Командное слово, хранимое в буфере 346 командного слова, также включает в себя бит включения фильтра детектирования пика, как описано выше.

Искатель работает либо в непрерывном, либо в пошаговом режиме согласно установке непрерывного/пошагового бита командного слова. В пошаговом режиме после выполнения поиска интегральный процессор 128 поиска возвращается в состояние ожидания дальнейших команд. В непрерывном режиме интегральный процессор 128 поиска всегда в поиске, и к тому времени, когда в микропроцессор 136 канального элемента поступает сигнал о том, что результаты есть, интегральный процессор 128 поиска уже начал следующий поиск.

Блок 166 управления поиском дает сигналы хронирования, используемые для управления процессом поиска, который осуществляется интегральным процессором 128 поиска. Блок 166 управления поиском посылает опорный сигнал хронирования нулевого сдвига в генераторы 202, 206 ПШ С и К короткого кода и генератор 204 ПШ Пользователя длительного кода и сигнал включения фиксатору 218 прореживания, и сигнал выбора мультиплексору 216 во входные каскады 174 искателя. Он подает адреса считывания и записи в буфер 176 последовательности ПШ и четный и нечетный буферы 168 и 170 элементарных сигналов Уолша. Он выводит текущий сдвиг для управления работой блока 178 скатия. Он обеспечивает опорный сигнал хронирования между квантами времени для процессора 120 БПА и определяет, использует ли процессор 120 БПА процесс поиска или процесс демодуляции путем управления мультиплексором 124 входа БПА. Он подает несколько задержанных конвейерно

вариантов определенных строб-импульсов внутреннего хронирования для логического элемента 254 (фиг. 12) управления процессором результатов поиска, чтобы он мог суммировать результаты поиска по гребню сдвигов для некоторого числа накоплений символов Уолша. Блок 166 управления поиском обеспечивает регистр 250 наилучших результатов конвейерным сдвигом и антенной информацией, соответствующей накопленной энергии в регистре 250 наилучшего результата.

Счетчик 342 (фиг. 13) времени системы подчинен опорному сигналу хронирования нулевого сдвига. В предпочтительном варианте осуществления, как это было подробно описано выше, генератор тактовых импульсов системы идет в восемь раз быстрее частоты следования элементарных посылок ПШ. В символе Уолша имеется 256 элементарных сигналов ПШ и 6 символов Уолша в группе управления мощностью для общего количества в $6 \cdot 256 \cdot 8 = 12288$ тактовых импульсов системы на одну группу управления мощностью. Поэтому в предпочтительном варианте осуществления счетчик 342 времени системы содержит четырнадцатитрибитовый счетчик, который подсчитывает 12288 тактовых импульсов системы. Счетчик 342 времени системы подчинен строб-импульсу опорного сигнала времени нулевого сдвига для базовой станции. Опорный сигнал входа для генераторов 202, 205 ПШ С и К короткого кода и генератора 204 (фиг. 10) ПШ Пользователя длительного кода во входных каскадах 174 и 175 берется из счетчика 342 времени системы. Выход генератора 204 ПШ Пользователя длительного кода также основывается на более длительном опорном сигнале всей системы, который не повторяется около 50 дней. Более длительный опорный сигнал всей системы не контролируется процессом поиска и действует как заранее заданная величина. Непрерывное действие на основе заранее заданной величины управляется счетчиком 342 времени системы. Адреса для буфера 176 последовательности ПШ и четного и нечетного буферов 168 и 170 элементарного сигнала Уолша берутся из счетчика 342 времени системы. Счетчик 342 времени системы фиксируется фиксатором 326 в начале каждого кванта времени. Выход фиксатора 328 выбирается через адресные мультиплексоры 330, 332 и 334, которые обеспечивают адреса записи, соответствующие текущему кванту времени, когда эти буферы записываются несколько позже в этом кванте времени.

Накопитель 310 следует за сдвигом элемента гребня, который в данное время обрабатывается. Исходный сдвиг, хранящийся в буфере 308 сдвига поиска, загружается в накопитель 310 сдвига в начале каждого окна поиска. Накопитель 310 отрицательно прирастает с каждым элементом гребня. В конце каждого гребня поиска, который должен повториться для дальнейших накоплений, число элементов гребня из расчета на один гребень поиска, хранящегося в буфере 312 ширины гребня, снова прибавляется к накопителю сдвига для его отсылки к первому сдвигу в гребне поиска. Таким образом, процесс поиска снова

проходит по тому же гребню поиска для еще одного накопления символа Уолша. Если процесс поиска прошел по текущему гребню поиска на его окончательном накоплении символа Уолша, то накопитель 310 отрицательно прирастает на единицу выбором входа "нет" мультиплексора 304 гребня повторения, который дает сдвиг первого элемента гребня в следующем гребне поиска.

Выход накопителя 310 всегда представляет сдвиг обрабатываемого текущего элемента гребня и таким образом используется для управления входом данных в блок 178 скатия. Выход накопителя 310 сдвига прибавляется сумматорами 336 и 338 к выходу межквантового хронирования счетчика 342 времени системы для генерации адресной последовательности в кванте времени, соответствующей элементу гребня. Выход сумматоров 336 и 338 выбирается через адресные мультиплексоры 330 и 332, чтобы обеспечить адреса считывания буфера 172 антенной выборки.

Выход накопителя 310 сдвига также сравнивается компаратором 326 с выходом счетчика 342 времени системы для формирования строга символа Уолша сдвига, который указывает, что буфер 172 антенной выборки имеет достаточно действительных данных для начала процесса поиска.

Счетчик 320 гребня поиска следует за количеством элементов гребня, остающихся для обработки в текущем гребне поиска. Счетчик 320 гребня поиска загружает ширину окна поиска, хранящегося в буфере 314 ширины поиска в начале окна поиска. Счетчик 320 гребня поиска прирастает после завершения обработки окончательного накопления символа Уолша каждого гребня поиска. При достижении им окончательного счата все сдвиги в окне поиска обработаны. Для индикации того, что конец текущего окна поиска близок, выход счетчика 320 гребня поиска суммируется сумматором 324 с выходом буфера 312 ширины гребня. Конец индикации окна поиска отмечает время, когда буфер 172 антенной выборки может начинать заполняться выборками данных из альтернативной антенны в подготовке для следующего окна поиска, не нарушая содержимое, нужное для текущего окна поиска.

Когда микропроцессор 136 канального элемента определяет окно поиска, он может определить, что данное окно поиска должно быть выполнено для множества антенн. В этом случае идентичные параметры окна поиска повторяются с помощью выборки из ряда антенн. Эта группа окон поиска называется множеством поиска антенны. Если множество поиска антенны определено микропроцессором 136 канального элемента, то антенное множество программируется величиной, хранящейся в буфере 348 выбора антенны. После завершения множества поиска антенны микропроцессор 136 канального элемента переходит в режим готовности.

Счетчик 318 элемента гребня содержит некоторое количество элементов гребня, остающихся для обработки в текущем гребне поиска. Счетчик 318 элемента гребня прирастает один раз по каждому обработанному элементу гребня и

загружается выходом буфера 312 ширины гребня, когда искатель находится в состоянии ожидания, либо по завершении гребня поиска.

Счетчик 322 накопления символов Уолша считает количество символов Уолша, остающихся для накопления для текущего гребня поиска. Счетчик загружается количеством символов Уолша для накопления, хранящихся в буфере 316 накопления символов Уолша, когда искатель находится в состоянии ожидания, либо после завершения прохода гребня поиска при окончательном накоплении символов Уолша. В противном случае счетчик прирастает с завершением каждого гребня поиска.

Счетчик 302 действительного входа загружается всякий раз, когда упорядочение входной антенны или проределителя изменяется. Он загружает минимальный числом выборок, которые нужны искателю для обработки гребня поиска на основе выхода буфера 312 ширины гребня (т.е. один символ Уолша плюс выборки в одну ширину гребня). Всякий раз, когда антенная выборка записывается в буфере 172 антенной выборки, счетчик 302 действительного входа прирастает. Когда он достигает своего окончательного счета, он посылает сигнал включения, который позволяет начаться процессу поиска. Счетчик 302 действительного входа также обеспечивает механизм для сдерживания обработки поиска, когда сдвиги последовательных окон поиска не разрешают непрерывную обработку данных.

Искатель действует либо в состоянии ожидания, либо в синхронном состоянии, либо в активном состоянии. Устройство 350 управления упорядочения искателя обеспечивает текущее состояние. Интегральный процессор 128 поиска восстанавливается в режиме ожидания, когда команда возврата в исходное состояние прилагается к модулю 110 канального элемента. Во время состояния ожидания все счетчики и накопители в блоке 166 управления поиском загружают свои соответствующие параметры поиска, как указано выше. После команды от микропроцессора 136 канального элемента процессу поиска о начале непрерывного или поэтапного поиска с помощью командного слова интегральный процессор 128 поиска переходит в синхронное состояние.

В синхронном состоянии искатель всегда ожидает границы символа Уолша сдвига. Если данные в буфере 172 антенной выборки пока не действительны или если бит упорядочения группы управления мощностью установлен и символ Уолша не является границей группы управления мощностью, тогда интегральный процессор 128 поиска остается в синхронном состоянии, пока не будут соблюдены должные условия на границе последующего символа Уолша сдвига. Когда символ Уолша сдвига введен в действие должным образом, искатель может перейти в активное состояние.

Интегральный процессор 128 поиска остается в активном состоянии до тех пор, пока он не обработает гребень поиска, и в этот момент вернется в синхронное состояние. Если интегральный процессор 128 поиска находится в одноэтапном режиме, он может переходить из активного состояния в

состояние ожидания по завершении последнего элемента гребня для окончательного накопления символа Уолша для последнего гребня поиска в окне поиска. Интегральный процессор 128 поиска затем ожидает, чтобы микропроцессор 136 канального элемента запустил еще один поиск. Если вместо этого интегральный процессор 128 поиска находится в непрерывном режиме, тогда в это время он загружает новое множество параметров поиска и возвращается в синхронное состояние, чтобы ожидать символ Уолша сдвига в исходном сдвиге для обработки в новом поиске. Активное состояние является единственным состоянием, в котором обрабатываются выборки антенных данных. В состоянии ожидания или в синхронном состоянии искатель просто ожидает за временем при помощи счетчика 342 времени системы и продолжает запись в буфер 176 последовательности ПШ и буфер 172 антенной выборки, чтобы, когда искатель будет переходить в активное состояние, эти буферы были уже готовы для использования.

На фиг. 14 представлено увеличенное изображение первого накопления символа Уолша во втором гребне поиска в окне поиска, таком как гребень 196 поиска на фиг. 9. Третий символ Уолша относительно импульса времени системы опорного сигнала нулевого сдвига изображен разделенным на тридцать два кванта времени. Состояние 372 искателя изменяется с синхронного состояния в активное сигналами индикации границы символа Уолша сдвига о том, что буфер 172 антенной выборки с действительными выборками готов к обработке в этом сдвиге. Во время следующего кванта времени обрабатывается первый элемент гребня из гребня поиска. Искатель продолжает использовать каждый квант времени для обработки элемента гребня, как указано обозначением S в квантах 374 времени, при том условии, что входные каскады 122 демодулятора не используют БПЧ, как указано обозначением F в квантах 374 времени. Искатель заканчивает обрабатывать каждый элемент гребня в гребне и возвращается в синхронное состояние перед следующей границей символа Уолша сдвига. Также изображено состояние 362 счетчика гребня поиска, которое прирастает во время активного состояния, пока не достигнет конечного состояния, указывая, что обработан полный гребень поиска. Состояние 364 счетчика сдвига изображено как прирастающее между каждым квантом времени, соответствующим элементу гребня, чтобы он мог быть использован для выведения адреса считывания сдвига буфера выборки в течение кванта времени.

Состояние 364 счетчика сдвига конвейерно задерживается для формирования счета сдвига для регистра 164 промежуточного результата. Счетчик сдвига 368 прирастает на прохождении окончательного накопления 370 символа Уолша.

Таким образом, единый интегральный процессор поиска буферизированием антенных выборок и используя процесс квантования по времени преобразования может по собственной последовательности проходить поиск, конфигурированный

множеством параметров поиска, анализировать результаты и представлять сводный отчет об оптимальных траекториях, используемых для повторного назначения элемента. Это снижает нагрузку микропроцессора относительно истребителя, поэтому можно использовать менее дорогой микропроцессор, и также снижает непосредственные издержки интегральной схемы по той причине, что целый модем канального элемента можно разместить на одной ИС.

Описанные здесь общие принципы можно использовать в системах, в которых применяются другие варианты схем передачи. Вышеизложенное описание основано на приеме сигнала обратной линии, где нет пилота-сигнала. На прямой линии связи предельно малого варианта осуществления базовая станция передает пилот-сигнал. Пилот-сигнал является сигналом, имеющим известные данные, поэтому не нужен процесс БПА, чтобы определять, какие данные были переданы. Для осуществления настоящего изобретения интегральный процессор поиска для приема сигнала, содержащего пилот-сигнал, не будет содержать процессор БПА или функцию максимального детектирования максимального правдоподобия. Например, процессор 120 БПА и блоки 160 детектирования максимального правдоподобия можно было бы заменить простым накопителем 125, как показано на фиг. 15. Операция поиска с пилотом-сигналом аналогична операции поиска канала доступа в режиме сбора данных.

Имеются также конфигурации для систем связи расширенного спектра, которые здесь конкретно не описаны, но которые могут применяться с данным изобретением. Например, вместо кодирования Уолша и декодирования БПА можно использовать другое средство кодирования и декодирования.

Формула изобретения:

1. Интегральный процессор поиска, принимающий сигнал, содержащий группу модулированных сигналов вызова расширенного спектра, разделяющих общую полосу частот, содержащий буфер выборки для запоминания ограниченного количества выборок данных группы модулированных сигналов вызова расширенного спектра, при этом каждый из модулированных сигналов вызова расширенного спектра содержит ряд битов, кодируемых в группах фиксированной длины в ряд символов, имеющих одну скорость передачи, а выборки данных запоминаются со скоростью, соответствующей указанной скорости передачи, буфер последовательности последовательности (ПШ) для запоминания ограниченного количества элементарных сигналов данных последовательности ПШ, в котором элементарные сигналы данных последовательности ПШ соответствуют последовательности ПШ, используемой для модулирования, по меньшей мере, одного сигнала вызова в группе модулированных сигналов вызова расширенного спектра, блок сжатия для коррелирования части выборок данных группы сигналов вызова расширенного спектра, запомненных в буфере выборки с частью элементарных

сигналов данных последовательности ПШ, запомненных в буфере последовательности ПШ, и для формирования коррелированного выходного сигнала, соответствующего одному символу, отличающийся тем, что содержит средство преобразования для декодирования указанного коррелированного выходного сигнала для формирования оценки ряда битов, в котором средство преобразования декодирует коррелированный выходной сигнал со скоростью, повышающей скорость передачи.

2. Интегральный процессор поиска по п.1, в котором буфер выборки может запоминать выборки данных в размере двух символов, а буфер последовательности ПШ может запоминать элементарные сигналы данных последовательности ПШ в размере четырех символов.

3. Интегральный процессор поиска по п.1, в котором каждый символ в указанном ряде символов содержит ряд кодовых битов, и при этом в, по меньшей мере, одном сигнале вызова каждый из кодовых битов модулируется множеством элементарных сигналов данных последовательности ПШ, а ограниченное количество выборок данных, запомненных в буфере выборки, запоминается так, что эти две выборки данных запоминаются для каждого из элементарных сигналов данных последовательности ПШ.

4. Интегральный процессор поиска по п.1, в котором оценка ряда битов содержит вероятность, соответствующую каждой возможной величине групп фиксированной длины, и также содержит детектор максимального правдоподобия для приема оценки и обеспечения величины выхода программного решения, указывающего максимальный уровень энергии коррелированного выходного сигнала.

5. Интегральный процессор поиска по п.1, в котором скорость, с которой средство преобразования декодирует коррелированный выходной сигнал, в 32 раза превышает скорость передачи.

6. Интегральный процессор поиска по п.1, который дополнительно содержит элемент демодулирования для формирования сжатых данных вызова, а средство преобразования предназначено также для декодирования сжатых данных вызова.

7. Интегральный процессор поиска по п.1, в котором ряд битов кодируется по Уолшу в группы фиксированной длины.

8. Интегральный процессор поиска по п.7, в котором средство преобразования является процессором быстрого преобразования Адамара.

9. Интегральный процессор поиска по п.4, который дополнительно содержит накопитель для суммирования последовательных величин выхода программного решения.

10. Интегральный процессор поиска по п.1, который дополнительно содержит контроллер поиска для обеспечения сигнальной информации.

11. Интегральный процессор поиска по п.9, в котором множество рядов символов сгруппировано в группу управления мощностью, а каждый символ в группе управления мощностью имеет общий уровень передаваемой мощности.

12. Интегральный процессор поиска по

п.11, в котором накопитель суммирует величины выхода программного решения, соответствующие символам, имеющим общую группу управления мощностью.

13. Интегральный процессор поиска по п.1, в котором блок сжатия предназначен для формирования коррелированного выходного сигнала со скоростью, превышающей скорость передачи, а каждый из коррелированных выходных сигналов соответствует сдвигу задержки во времени от времени опорного сигнала времени нулевого сдвига.

14. Интегральный процессор поиска по п.10, в котором буфер выборки состоит из буфера четной и нечетной выборки, при этом, если предыдущая выборка данных запомнена в буфере четной выборки, то последующая выборка данных запоминается в буфере нечетной выборки, а если предыдущая выборка данных запоминается в буфере нечетной выборки, то последующая выборка данных запоминается в буфере четной выборки.

15. Интегральный процессор поиска по п.1, в котором каждый символ в ряде символов состоит из ряда кодовых битов, при этом в, по меньшей мере, одном сигнале вызова каждый из кодовых битов модулируется четырьмя элементарными сигналами данных последовательности ПШ, а ограниченное число выборок данных, запомненных в буфере выборки, запоминается так, что две выборки данных запоминаются для каждого элементарного сигнала данных последовательности ПШ, и каждая выборка представляет собой четыре бита.

16. Способ приема сигнала, состоящего из группы сигналов вызова расширенного спектра, разделяющих общую полосу частот в модеме, работающем под управлением микропроцессора модема, и изолирующих один из указанных сигналов вызова из группы для определения силы вызова на сдвиге времени задержки траектории от времени опорного сигнала времени нулевого сдвига, который заключается в том, что запоминают биты данных последовательности ПШ в буфере последовательности ПШ, запоминают первое принятое множество выборок сигнала вызова в буфере выборки, имеющем ограниченный размер, сжимают первое с фиксированной длиной множество указанных выборок сигнала вызова из буфера выборки, соответствующего первому времени задержки траектории, при помощи первого множества битов данных последовательности ПШ из буфера последовательности ПШ для формирования первого сжатого сигнала вызова, запоминают второе принятое множество выборок сигнала вызова в буфере выборки и сжимают второе с фиксированной длиной множество выборок сигнала вызова из буфера выборки, соответствующего второму времени задержки траектории, при помощи первого множества битов данных последовательности ПШ из буфера последовательности ПШ для формирования второго сжатого сигнала вызова, отличающийся тем, что второе с фиксированной длиной множество выборок сигнала вызова содержит большое количество таких же выборок сигнала вызова, что и первое с фиксированной длиной

множество выборок сигнала вызова, а длина первого и второго принятого множества выборок сигнала вызова является фрагментом фиксированной длины первого и второго с фиксированной длиной множества выборок сигнала вызова.

17. Способ по п.16 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором этап сжатия первого с фиксированной длиной множества выборок сигнала вызова из буфера выборки осуществляют при условии, что имеется один символ Уолша на ширине гребня действительных выборок сигналов вызова, имеющих в буфере выборки, для оценки силы сигнала в первом времени задержки траектории.

18. Способ по п.16 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором дополнительно осуществляют выбор антенны из множества имеющихся антенн для подачи выборок сигнала вызова.

19. Способ по п.16 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором дополнительно запоминают третье принятое множество выборок сигнала вызова в буфере выборки, сжимают третье с фиксированной длиной множество выборок сигнала вызова из буфера выборки, соответствующее третьему времени задержки траектории, при помощи второго множества битов данных последовательности ПШ из буфера последовательности ПШ для формирования третьего сжатого сигнала вызова, запоминают четвертое принятое множество выборок сигнала вызова из буфера выборки, сжимают четвертое с фиксированной длиной множество выборок сигнала вызова из буфера выборки, соответствующее четвертому времени задержки траектории, при помощи второго множества битов данных последовательности ПШ из буфера последовательности ПШ для формирования четвертого сжатого сигнала вызова, при этом четвертое с фиксированной длиной множество выборок сигнала вызова содержит большое количество таких же выборок сигнала вызова, что и третье с фиксированной длиной множество выборок сигнала вызова, а длина третьего и четвертого принятого множества выборок сигнала вызова является фрагментом фиксированной длины первого и второго с фиксированной длиной множества выборок сигнала вызова.

20. Способ по п.19 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором дополнительно определяют первый уровень мощности сигнала вызова, соответствующий первому сжатому сигналу вызова, определяют второй уровень мощности сигнала вызова, соответствующий второму сжатому сигналу вызова, определяют третий уровень мощности сигнала вызова, соответствующий третьему сжатому сигналу вызова, определяют четвертый уровень мощности сигнала вызова, соответствующий указанному четвертому сжатому сигналу вызова.

21. Способ по п.20 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором

дополнительно суммируют первый уровень мощности сигнала вызова и третий уровень мощности сигнала вызова, суммируют второй уровень мощности сигнала вызова и четвертый уровень мощности сигнала вызова, при этом первое время задержки траектории является таким же, как и третье время задержки траектории, а второе время задержки траектории такое же, как указанное четвертое время задержки траектории

22. Способ по п.21 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором дополнительно наибольший суммированный результат подают на микропроцессор канального элемента.

23. Способ по п.20 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором при определении первого уровня мощности сигнала вызова осуществляют декодирование первого скажого сигнала вызова при помощи быстрого преобразования Адамара для формирования данных программного решения

24. Способ по п.16 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором каждый из модулированных сигналов вызова расширенного спектра содержит ряд битов, кодированных в группах фиксированной длины в ряде символов, содержащих ряд кодовых битов.

25. Способ по п.24 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором указанный ряд битов кодируют по Уолшу, а ряд символов является символами Уолша

26. Способ по п.24 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором каждый из кодовых битов одного изолированного сигнала вызова модулируют множеством битов данных последовательности ПШ.

27. Способ по п.24 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором каждый из кодовых битов одного изолированного сигнала вызова модулируют четырьмя битами данных последовательности ПШ.

28. Способ по п.27 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором две выборки сигнала вызова запоминают в буфере выборки для каждого бита данных последовательности ПШ.

29. Способ по п.24 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором ограниченный размер буфера выборки соответствует выборкам данных из двух символов

30. Способ по п.24 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором буфер данных последовательности ПШ может запоминать биты данных последовательности ПШ в четыре символа.

31. Способ по п.24 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором первое с фиксированной длиной множество выборок

сигнала вызова соответствует данным из одного символа.

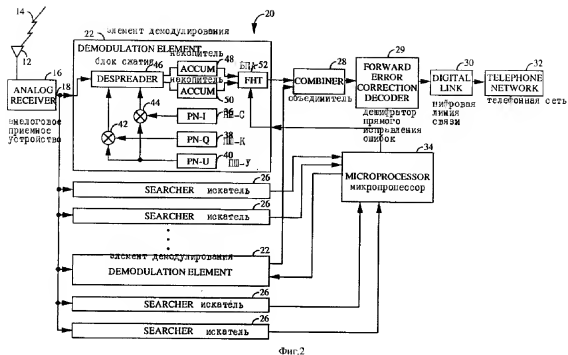
32. Способ по п.24 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором первое принятое множество выборок сигнала вызова соответствует 1/32 символа.

33. Способ по п.16 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором на шаге запоминания первого и второго принятого множества выборок сигнала вызова, первое и второе принятое множество выборок сигнала вызова запоминают с той же скоростью, с которой выборки сигнала вызова передаются.

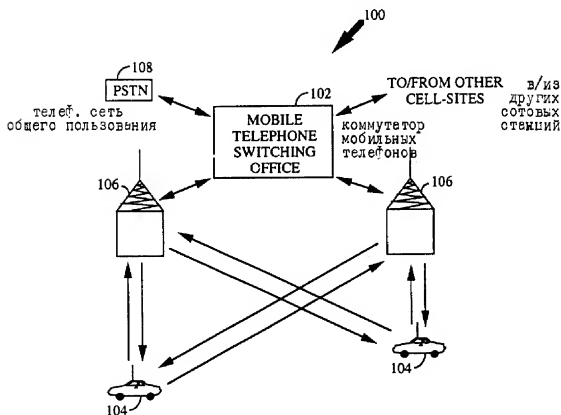
34. Способ по п.24 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором ряд символов группируют вместе в группе управления мощностью, в каждой символ в общей группе управления мощностью передают на постоянном уровне мощности.

35. Способ по п.24 для приема и выделения одного из сигналов вызова из группы сигналов вызова, в котором дополнительно сжимают третье с фиксированной длиной множество выборок сигнала вызова из буфера выборки, соответствующее третьему времени задержки траектории, при помощи второго множества битов данных последовательности ПШ из буфера формирования третьего скажого сигнала вызова, сжимают четвертое с фиксированной длиной множество выборок сигнала вызова из буфера выборки, соответствующее

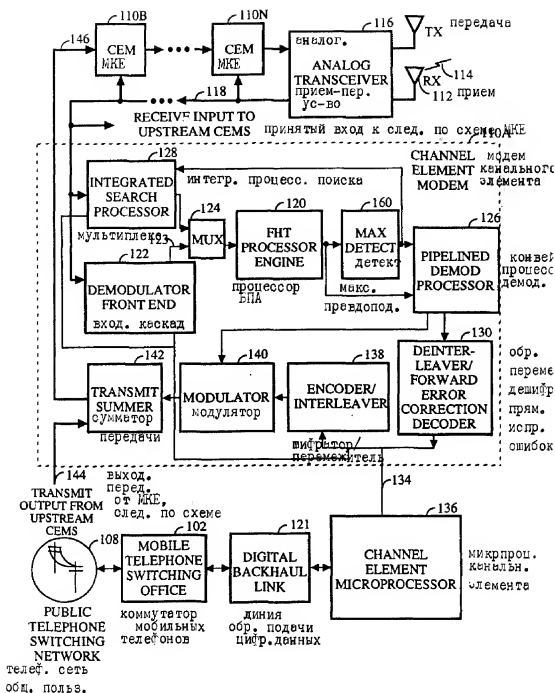
четвертому времени задержки траектории, при помощи указанного второго множества битов данных последовательности ПШ из буфера последовательности ПШ для формирования четвертого скажого сигнала вызова, при этом четвертое с фиксированной длиной множество выборок сигнала вызова содержит большое количество таких же выборок сигнала вызова, что и четвертое с фиксированной длиной множество выборок сигнала вызова, определяют первый уровень мощности сигнала вызова, соответствующий первому скажому сигналу вызова, определяют второй уровень мощности сигнала вызова, соответствующий второму скажому сигналу вызова, определяют третий уровень мощности сигнала вызова, соответствующий третьему скажому сигналу вызова, определяют четвертый уровень мощности сигнала вызова, соответствующий четвертому скажому сигналу вызова, суммируют первый уровень мощности сигнала вызова и третий уровень мощности сигнала вызова, суммируют второй уровень мощности сигнала вызова и четвертый уровень мощности сигнала вызова, при этом первое время задержки траектории является таким же, что и третье время задержки траектории, второе время задержки траектории такое же, что и четвертое время задержки траектории, а первое с фиксированной длиной множество выборок сигнала вызова и третье с фиксированной длиной множество выборок сигнала вызова соответствуют общей группе управления мощностью



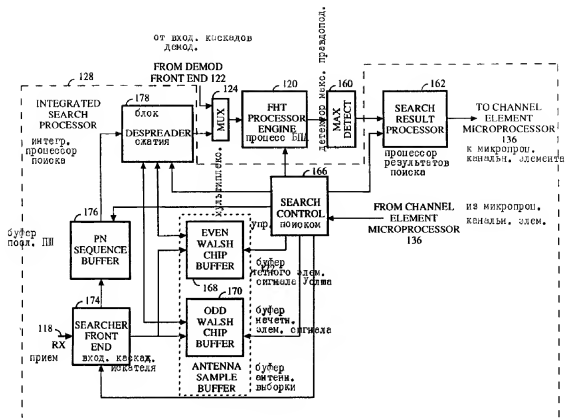
Фиг.2



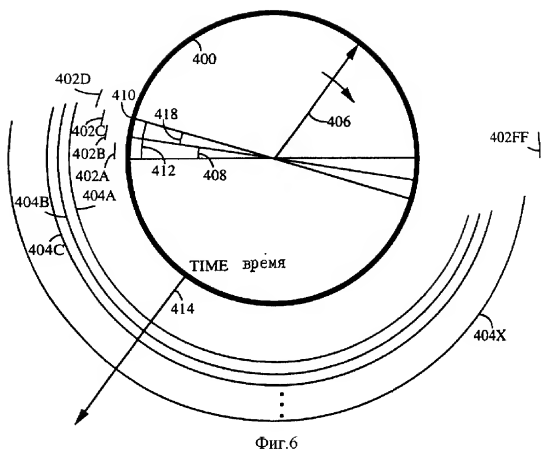
Фиг.3

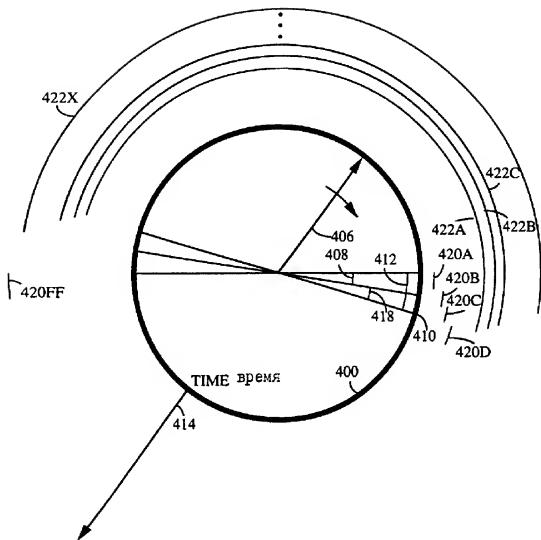


Фиг.4

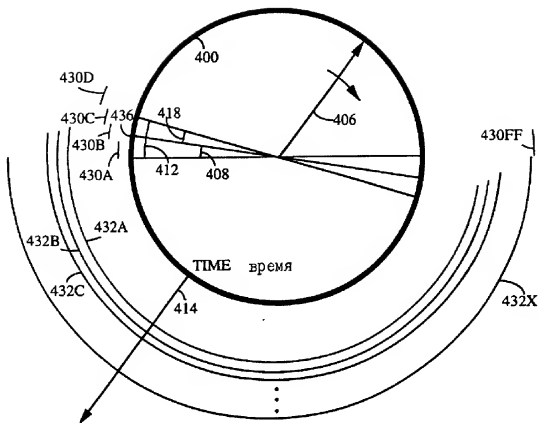


Фиг. 5

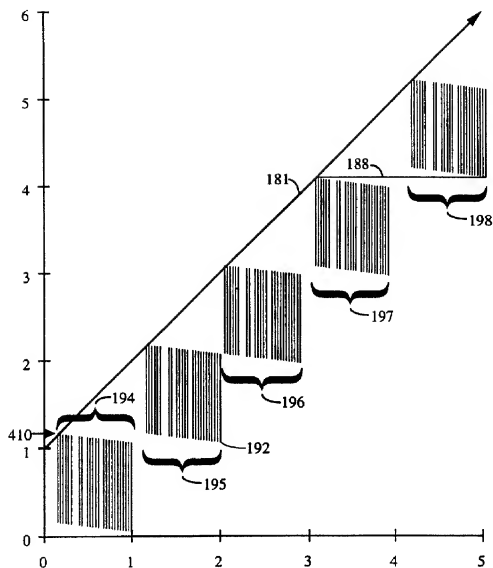




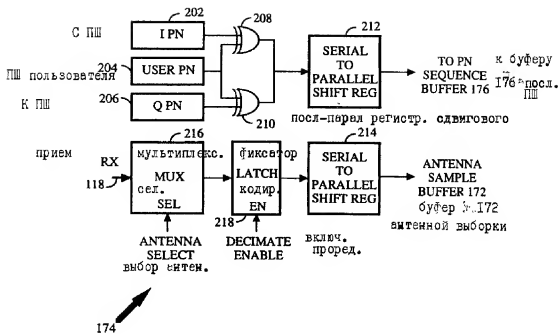
Фиг.7



Фиг.8

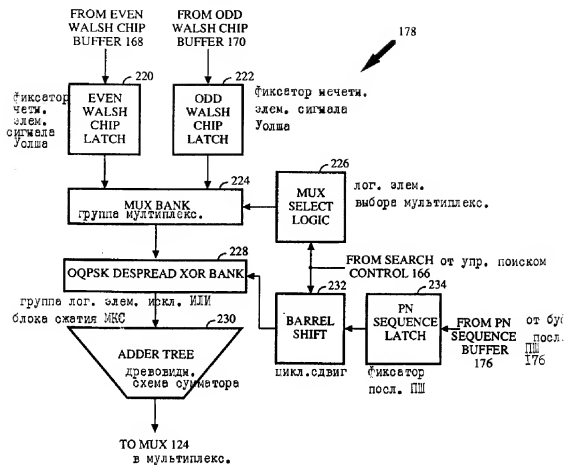


Фиг.9

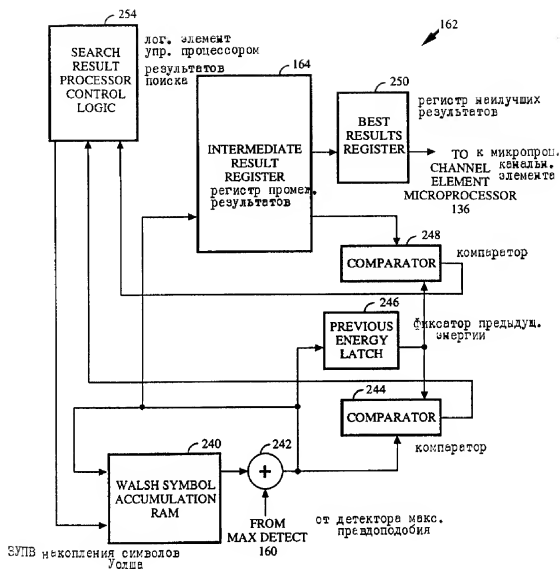


Фиг.10

от буфера I7G
нечетн.
элемент
сигнала Уолша



Фиг. 11



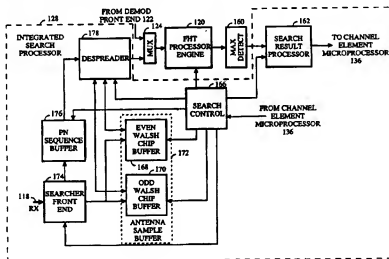




INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification ⁶ : H04B 7/26	A1	(11) International Publication Number: WO 96/10873 (43) International Publication Date: 11 April 1996 (11.04.96)
(21) International Application Number: PCT/US95/12390 (22) International Filing Date: 27 September 1995 (27.09.95) (30) Priority Data: 316,177 30 September 1994 (30.09.94) US (71) Applicant: QUALCOMM INCORPORATED [US/US]: 6455 Lusk Boulevard, San Diego, CA 92121 (US). (72) Inventors: EASTON, Kenneth, D.; 7379 Calle Cristobal #217, San Diego, CA 92126 (US). LEVIN, Jeffrey, A.; 12549 Maestro Court, San Diego, CA 92130 (US). (74) Agent: MILLER, Russell, B.; Qualcomm Incorporated, 6455 Lusk Boulevard, San Diego, CA 92121 (US).		(81) Designated States: AM, AT, AU, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, HU, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LK, LR, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, TJ, TM, TT, UA, UG, UZ, VN, European patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG), ARIPO patent (KE, MW, SD, SZ, UG). Published <i>With international search report.</i> <i>Before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of the receipt of amendments.</i>

(54) Title: MULTIPATH SEARCH PROCESSOR FOR A SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM



(57) Abstract

An integrated search processor (128) used in a modem for a spread spectrum communications system buffers receive samples and utilizes a time sliced transform processor operating on successive offsets from the buffer. The search processor (128) autonomously steps through a search as configured by a microprocessor (136) specified search parameter set, which can include the group of antennas (112) to search over, the starting offset and width of the search window to search over, and the number of Walsh symbols to accumulate results at each offset. The search processor (128) calculates the correlation energy at each offset, and presents a summary report of the best paths found in the search to use for demodulation element reassignment. This reduces the searching process related workload of the microprocessor (136) and also reduces the modem costs by allowing a complete channel element modem (110) circuit to be produced in a single IC.

FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

AT	Austria	GB	United Kingdom	MR	Mauritania
AU	Australia	GE	Georgia	MW	Malawi
BB	Barbados	GN	Guinea	NE	Niger
BE	Belgium	GR	Greece	NL	Netherlands
BF	Burkina Faso	HU	Hungary	NO	Norway
BG	Bulgaria	IE	Ireland	NZ	New Zealand
BJ	Benin	IT	Italy	PL	Poland
BR	Brazil	JP	Japan	PT	Portugal
BY	Belarus	KE	Kenya	RO	Romania
CA	Canada	KG	Kyrgyzstan	RU	Russian Federation
CF	Central African Republic	KP	Democratic People's Republic of Korea	SD	Sudan
CG	Congo	KR	Republic of Korea	SE	Sweden
CH	Switzerland	KZ	Kazakhstan	SI	Slovenia
CI	Côte d'Ivoire	LI	Liechtenstein	SK	Slovakia
CM	Cameroun	LK	Sri Lanka	SN	Senegal
CN	China	LU	Luxembourg	TD	Chad
CS	Czechoslovakia	LV	Latvia	TG	Togo
CZ	Czech Republic	MC	Monaco	TJ	Tajikistan
DE	Germany	MD	Republic of Moldova	TT	Trinidad and Tobago
DK	Denmark	MG	Madagascar	UA	Ukraine
ES	Spain	ML	Mali	US	United States of America
FI	Finland	MN	Mongolia	UZ	Uzbekistan
FR	France			VN	Viet Nam
GA	Gabon				

MULTIPATH SEARCH PROCESSOR FOR A SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM

BACKGROUND OF THE INVENTION

I. Field of the Invention

This invention relates generally to spread spectrum communication systems and, more particularly, to the signal processing in a cellular telephone communication system.

II. Description of the Related Art

In a wireless telephone communication system such as cellular telephone systems, personal communications systems and wireless local loop system, many users communicate over a wireless channel to connect to wireline telephone systems. Communication over the wireless channel can be one of a variety of multiple access techniques which facilitate a large number of users in a limited frequency spectrum. These multiple access techniques include time division multiple access (TDMA), frequency division multiple access (FDMA), and code division multiple access (CDMA). The CDMA technique has many advantages and an exemplary CDMA system is described in U.S. Patent No. 4,901,307 issued February 13, 1990 to K. Gilhousen et al., entitled "SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS," assigned to the assignee of the present invention and incorporated herein by reference.

In the just mentioned patent, a multiple access technique is disclosed where a large number of mobile telephone system users, each having a transceiver, communicate through satellite repeaters or terrestrial base stations using CDMA spread spectrum communication signals. In using CDMA communications, the frequency spectrum can be reused multiple times thus permitting an increase in system user capacity.

The CDMA modulation techniques disclosed in U.S. Patent No. 4,901,307 offer many advantages over narrow band modulation techniques used in communication systems using satellite or terrestrial channels. The terrestrial channel poses special problems to any communication system particularly with respect to multipath signals. The use of CDMA techniques permits the special problems of the terrestrial

channel to be overcome by mitigating the adverse effect of multipath, e.g. fading, while also exploiting the advantages thereof.

The CDMA techniques as disclosed in U.S. Patent No. 4,901,307 contemplate the use of coherent modulation and demodulation for both directions of the link in mobile-satellite communications. Accordingly, disclosed therein is the use of a pilot carrier signal as a coherent phase reference for the satellite-to-mobile unit link and the base station-to-mobile unit link. In the terrestrial cellular environment, however, the severity of multipath fading with the resulting phase disruption of the channel, as well as the power required to transmit a pilot carrier signal from the mobile unit, precludes usage of coherent demodulation techniques for the mobile unit-to-base station link. U.S. Patent No. 5,103,459 entitled "SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING SIGNAL WAVEFORMS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM", issued June 25, 1990, assigned to the assignee of the present invention, the disclosure of which is incorporated by this reference, provides a means for overcoming the adverse effects of multipath in the mobile unit-to-base station link by using noncoherent modulation and demodulation techniques.

In a CDMA cellular telephone system, the same frequency band can be used for communication in all base stations. At the base station receiver, separable multipath, such as a line of site path and another one reflecting off of a building, can be diversity combined for enhanced modem performance. The CDMA waveform properties that provide processing gain are also used to discriminate between signals that occupy the same frequency band. Furthermore the high speed pseudonoise (PN) modulation allows many different propagation paths of the same signal to be separated, provided the difference in path delays exceeds the PN chip duration. If a PN chip rate of approximately 1 MHz is employed in a CDMA system, the full spread spectrum processing gain, equal to the ratio of the spread bandwidth to the system data rate, can be employed against paths having delays that differ by more than one microsecond. A one microsecond path delay differential corresponds to differential path distance of approximately 300 meters. The urban environment typically provides differential path delays in excess of one microsecond.

The multipath properties of the terrestrial channel produce at the receiver signals having traveled several distinct propagation paths. One characteristic of a multipath channel is the time spread introduced in a signal that is transmitted through the channel. For example, if an ideal impulse is transmitted over a multipath channel, the received signal

appears as a stream of pulses. Another characteristic of the multipath channel is that each path through the channel may cause a different attenuation factor. For example, if an ideal impulse is transmitted over a multipath channel, each pulse of the received stream of pulses generally has a different signal strength than other received pulses. Yet another characteristic of the multipath channel is that each path through the channel may cause a different phase on the signal. For example, if an ideal impulse is transmitted over a multipath channel, each pulse of the received stream of pulses generally has a different phase than other received pulses.

In the radio channel, the multipath is created by reflection of the signal from obstacles in the environment, such as buildings, trees, cars, and people. In general the radio channel is a time varying multipath channel due to the relative motion of the structures that create the multipath. For example, if an ideal impulse is transmitted over the time varying multipath channel, the received stream of pulses would change in time location, attenuation, and phase as a function of the time that the ideal impulse was transmitted.

The multipath characteristic of a channel can result in signal fading. Fading is the result of the phasing characteristics of the multipath channel. A fade occurs when multipath vectors are added destructively, yielding a received signal that is smaller than either individual vector. For example if a sine wave is transmitted through a multipath channel having two paths where the first path has an attenuation factor of X dB, a time delay of δ with a phase shift of Θ radians, and the second path has an attenuation factor of X dB, a time delay of δ with a phase shift of $\Theta + \pi$ radians, no signal would be received at the output of the channel.

In narrow band modulation systems such as the analog FM modulation employed by conventional radio telephone systems, the existence of multiple paths in the radio channel results in severe multipath fading. As noted above with a wideband CDMA, however, the different paths may be discriminated in the demodulation process. This discrimination not only greatly reduces the severity of multipath fading but provides an advantage to the CDMA system.

Diversity is one approach for mitigating the deleterious effects of fading. It is therefore desirable that some form of diversity be provided which permits a system to reduce fading. Three major types of diversity exist: time diversity, frequency diversity, and space/path diversity.

Time diversity can best be obtained by the use of repetition, time interleaving, and error correction and detection coding which introduce

redundancy. A system comprising the present invention may employ each of these techniques as a form of time diversity.

CDMA by its inherent wideband nature offers a form of frequency diversity by spreading the signal energy over a wide bandwidth. Therefore, frequency selective fading affects only a small part of the CDMA signal bandwidth.

Space and path diversity are obtained by providing multiple signal paths through simultaneous links from a mobile unit through two or more base stations and by employing two or more spaced apart antenna elements at a single base station. Furthermore, path diversity may be obtained by exploiting the multipath environment through spread spectrum processing by allowing a signal arriving with different propagation delays to be received and processed separately as discussed above. Examples of path diversity are illustrated in U.S. Patent No. 5,101,501 entitled "SOFT HANDOFF IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM", issued March 21, 1992 and U.S. Patent No. 5,109,390 entitled "DIVERSITY RECEIVER IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM", issued April 28, 1992, both assigned to the assignee of the present invention.

The deleterious effects of fading can be further controlled to a certain extent in a CDMA system by controlling transmitter power. A system for base station and mobile unit power control is disclosed in U.S. Patent No. 5,056,109 entitled "METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM", issued October 8, 1991, also assigned to the assignee of the present invention.

The CDMA techniques as disclosed in the U.S. Patent No. 4,901,307 contemplate the use of relatively long PN sequences with each mobile unit user being assigned a different PN sequence. The cross-correlation between different PN sequences and the autocorrelation of a PN sequence, for all time shifts other than zero, both have a nearly zero average value which allows the different user signals to be discriminated upon reception. (Autocorrelation and cross-correlation requires logical "0" take on a value of "1" and logical "1" take on a value of "-1" or a similar mapping in order that a zero average value be obtained.)

However, such PN signals are not orthogonal. Although the cross-correlation essentially averages to zero over the entire sequence length, for a short time interval, such as an information bit time, the cross-correlation is a random variable with a binomial distribution. As such, the signals interfere with each other in much the same as they would if they were wide bandwidth

Gaussian noise at the same power spectral density. Thus the other user signals, or mutual interference noise, ultimately limits the achievable capacity.

It is well known in the art that a set of n orthogonal binary sequences, each of length n , for n any power of 2 can be constructed, see Digital Communications with Space Applications, S.W. Golomb et al., Prentice-Hall, Inc., 1964, pp. 45-64. In fact, orthogonal binary sequence sets are also known for most lengths which are multiples of four and less than two hundred. One class of such sequences that is easy to generate is called the Walsh function, also known as Hadamard matrices.

A Walsh function of order n can be defined recursively as follows:

$$W(n) = \begin{vmatrix} W(n/2) & W(n/2) \\ W(n/2) & W'(n/2) \end{vmatrix}$$

where W' denotes the logical complement of W , and $W(1) = \begin{vmatrix} 0 \\ 1 \end{vmatrix}$.

Thus,

$$W(2) = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix},$$

$$W(4) = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{vmatrix}, \text{ and}$$

$$W(8) = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

A Walsh symbol, sequence or code is one of the rows of a Walsh function matrix. A Walsh function matrix of order n contains n sequences, each of length n Walsh chips. Each Walsh code has a corresponding Walsh index where the Walsh index refers to the number (1 through n) corresponding to the row in which a Walsh code is found. For example, for $n=8$ Walsh function matrix given above, the all zeros row corresponds to Walsh index 1 and the Walsh code 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1 corresponds to Walsh index 5.

A Walsh function matrix of order n (as well as other orthogonal functions of length n) has the property that over the interval of n bits, the cross-correlation between all the different sequences within the set is zero. This can be seen by noting that every sequence differs from every other sequence in exactly half of its bits. It should also be noted that there is always one sequence containing all zeroes and that all the other sequences contain half ones and half zeroes. The Walsh symbol which consists all logical zeros instead of half one's and zero's is called the Walsh zero symbol.

On the reverse link channel from the mobile unit to the base station, no pilot signal exists to provide a phase reference. Therefore a method is needed to provide a high-quality link on a fading channel having a low E_b/N_0 (energy per bit/noise power density). Walsh function modulation on the reverse link is a simple method of obtaining 64-ary modulation with coherence over the set of six code symbols mapped into the 64 Walsh codes. The characteristics of the terrestrial channel are such that the rate of change of phase is relatively slow. Therefore, by selecting a Walsh code duration which is short compared to the rate of change of phase on the channel, coherent demodulation over the length of one Walsh code is possible.

On the reverse link channel, the Walsh code is determined by the information being transmitted from the mobile unit. For example a three bit information symbol could be mapped into the eight sequences of $W(8)$ given above. An "unmapping" of the Walsh encoded symbols into an estimate of the original information symbols may be accomplished in the receiver by a Fast Hadamard Transform (FHT). A preferred "unmapping" or selection process produces soft decision data which can be provided to a decoder for maximum likelihood decoding.

An FHT is used to perform the "unmapping" process. An FHT correlates of the received sequence with each of the possible Walsh sequences. Selection circuitry is employed to select the most likely correlation value, which is scaled and provided as soft decision data.

A spread spectrum receiver of the diversity or "rake" receiver design comprises multiple data receivers to mitigate the effects of fading. Typically each data receiver is assigned to demodulate a signal which has traveled a different path, either through the use of multiple antennas or due to the multipath properties of the channel. In the demodulation of signals modulated according to an orthogonal signaling scheme, each data receiver correlates the received signal with each of the possible mapping values using an FHT. The FHT outputs of each data receiver are combined and selection

circuitry then selects the most likely correlation value based on the largest combined FHT output to produce a demodulated soft decision symbol.

In the system described in the above-referenced U.S. Patent No. 5,103,459, the call signal begins as a 9600 bit per second information source
5 which is then converted by a rate 1/3 forward error correction encoder to a 28,800 symbols per second output stream. These symbols are grouped 6 at a time to form 4800 Walsh symbols per second, each Walsh symbol selecting one of sixty-four orthogonal Walsh functions that are sixty-four Walsh chips in duration. The Walsh chips are modulated with a user-specific PN
10 sequence generator. The user-specific PN modulated data is then split into two signals, one of which is modulated with an in-phase (I) channel PN sequence and one of which is modulated with a quadrature-phase (Q) channel PN sequence. Both the I channel modulation and the Q channel modulation provide four PN chips per Walsh chip with a 1.2288 MHz PN spreading rate.
15 The I and the Q modulated data are Offset Quadrature Phase Shift Keying (OQPSK) combined for transmission.

In the CDMA cellular system described in the above-referenced U.S. Patent No. 4,901,307, each base station provides coverage to a limited geographic area and links the mobile units in its coverage area through a
20 cellular system switch to the public switched telephone network (PSTN). When a mobile unit moves to the coverage area of a new base station, the routing of that user's call is transferred to the new base station. The base station-to-mobile unit signal transmission path is referred to as the forward link and, as noted above, the mobile unit-to-base station signal transmission
25 path is referred to as the reverse link.

As described above, the PN chip interval defines the minimum separation two paths must have in order to be combined. Before the distinct paths can be demodulated, the relative arrival times (or offsets) of the paths in the received signal must first be determined. The channel element modem
30 performs this function by "searching" through a sequence of potential path offsets and measuring the energy received at each potential path offset. If the energy associated with a potential offset exceeds a certain threshold, a signal demodulation element may be assigned to that offset. The signal present at that path offset can then be combined with the contributions of other
35 demodulation elements at their respective offsets. A method and apparatus of demodulation element assignment based on searcher demodulation element energy levels is disclosed in co-pending U.S. Patent Application Serial No. 08/144,902 entitled "DEMODULATION ELEMENT ASSIGNMENT IN A SYSTEM CAPABLE OF RECEIVING MULTIPLE SIGNALS," filed

October 28, 1993, assigned to the assignee of the present invention. Such a diversity or rake receiver provides for a robust digital link, because all paths have to fade together before the combined signal is degraded.

Figure 1 shows an exemplary set of signals from a single mobile unit arriving at the base station. The vertical axis represents the power received in decibels (dB). The horizontal axis represents the delay in the arrival time of a signal due to multipath delays. The axis (not shown) going into the page represents a segment of time. Each signal spike in the common plane of the page has arrived at a common time but has been transmitted by the mobile station at a different time. In a common plane, peaks to the right were transmitted at an earlier time by the remote unit than peaks to the left. For example, the left-most peak spike 2 corresponds to the most recently transmitted signal. Each signal spike 2-7 has traveled a different path and therefore exhibits a different time delay and a different amplitude response. The six different signal spikes represented by spikes 2-7 are representative of a severe multipath environment. Typical urban environments produces fewer usable paths. The noise floor of the system is represented by the peaks and dips having lower energy levels. The task of a searcher element is to identify in the delay as measured by the horizontal axis of signal spikes 2 - 7 for potential demodulation element assignment. The task of the demodulation elements is to demodulate a set of the multipath peaks for combination into a single output. It is also the task of the demodulation elements once assigned to a multipath peak to track that peak as it may move in time.

The horizontal axis can also be thought of as having units of PN offset. At any given time, the base station receives a variety of signals from a single mobile unit, each of which has traveled a different path and may have a different delay than the others. The mobile unit's signal is modulated by a PN sequence. A copy of the PN sequence is also generated at the base station. At the base station, each multipath signal is individually demodulated with a PN sequence code aligned to its timing. The horizontal axis coordinates can be thought of as corresponding to the PN sequence code offset which would be used to demodulate a signal at that coordinate.

Note that each of the multipath peaks varies in amplitude as a function of time as shown by the uneven ridge of each multipath peak. In the limited time shown, there are no major changes in the multipath peaks. Over a more extended time range, multipath peaks disappear and new paths are created as time progresses. The peaks can also slide to earlier or later offsets as the path distance change as the remote unit moves around in the coverage area of the base station. Each demodulation element tracks small variations in the signal

assigned to it. The task of the searching process is to generate a log of the current multipath environment as received by the base station.

In a typical wireless telephone communication system, the mobile unit transmitter may employ a vocoding system which encodes voice information in a variable rate format. For example, the data rate may be lowered due to pauses in the voice activity. The lower data rate reduces the level of interference to other users caused by the mobile unit transmitter. At the receiver, or otherwise associated with the receiver, a vocoding system is employed for reconstructing the voice information. In addition to voice information, non-voice information alone or a mixture of the two may be transmitted by the mobile unit.

A vocoder which is suited for application in this environment is described in copending U.S. patent application Ser. No. 07/713,661, entitled "VARIABLE RATE VOCODER," filed June 11, 1991 and assigned to the assignee of the present invention. This vocoder produces from digital samples of the voice information encoded data at four different rates, e.g. approximately 8,000 bits per second (bps), 4,000 bps, 2,000 bps and 1,000 bps, based on voice activity during a 20 millisecond (ms) frame. Each frame of vocoder data is formatted with overhead bits as 9,600 bps, 4,800 bps, 2,400 bps, and 1,200 bps data frames. The highest rate data frame which corresponds to a 9,600 bps frame is referred to as a "full rate" frame; a 4,800 bps data frame is referred to as a "half rate" frame; a 2,400 bps data frame is referred to as a "quarter rate" frame; and a 1,200 bps data frame is referred to as an "eighth rate" frame. In neither the encoding process nor the frame formatting process is rate information included in the data. When the mobile unit transmits data at less than full rate, the duty cycle of the mobile units transmitted signal is the same as the data rate. For example, at quarter rate a signal is transmitted from the mobile unit only one quarter of the time. During the other three quarters time, no signal is transmitted from the mobile unit. The mobile unit includes a data burst randomizer. Given the data rate of the signal to be transmitted, the data burst randomizer determines during which time slots the mobile unit transmits and during which time slots it does not. Further details on the data burst randomizer are described in copending U.S. patent application Serial No. 07/846,312, entitled "DATA BURST RANDOMIZER," filed March 5, 1992, and assigned to the assignee of the present invention.

At the base station, each individual remote unit signal must be identified from the ensemble of call signals received to be demodulated back into the original call signal of the mobile unit. A system and method for

demodulating a mobile unit signal received at a base station is described, for example, in U.S. Patent No. 5,103,459. Figure 2 is a block diagram of the base station equipment described in U.S. Patent No. 5,103,459 for demodulating a reverse link mobile unit signal.

5 A typical prior art base station comprises multiple independent searcher and demodulation elements. The searcher and demodulation elements are controlled by a controller. In this exemplary embodiment, to maintain a high system capacity, each mobile station in the system does not continually transmit a pilot signal. The lack of a pilot signal on the reverse
10 link increases the time needed to conduct a survey of all possible time offsets at which a mobile station signal may be received. Typically, a pilot signal is transmitted at a higher power than the traffic bearing signals thus increasing the signal to noise ratio of the received pilot signal as compared to the received traffic channel signals. In contrast, ideally each mobile unit
15 transmits a reverse link signal which arrives with a signal level equal to the power level received from every other mobile unit therefore having a low signal to noise ratio. Also, a pilot channel transmits a known sequence of data. Without the pilot signal, the searching process must examine all possibilities of what data may have been transmitted.

20 For the system of Figure 2, each searcher contains one FHT processor capable of performing one FHT transform during a time period equal to the period of a Walsh symbol. The FHT processor is slaved to "real time" in the sense that every Walsh symbol interval one value is input and one value is output from the FHT. Therefore, to provide a rapid searching process, more
25 than one searcher element must be used. The searcher elements continually scan in search of a particular mobile station's information signal as controlled by system controller. The searcher elements scan a set of time offsets around the nominal arrival of the signal in search of multipath signals that have developed. Each of searcher elements supplies back to the controller the results of the search it performs. The controller tabulates these results for use
30 in the assignment of the demodulation elements to the incoming signals.

Figure 2 shows an exemplary embodiment of a prior art base station. The base station of Figure 2 has one or more antennas 12 receiving CDMA reverse link mobile unit signals 14. Typically, an urban base station's
35 coverage area is split into three sub-regions called sectors. With two antennas per sector, a typical base station has a total of six receive antennas. The received signals are down-converted to baseband by an analog receiver 16 that quantizes the received signal I and Q channels and sends these digital values over signal lines 18 to channel element modems 20. Each channel element

modem supports a single user. The modem contains multiple digital data receivers, or demodulation elements, 22, 24 and multiple searcher receivers 26. Microprocessor 34 controls the operation of demodulation elements 22 and 24, and searchers 26. The user PN code in each demodulation element and searcher is set to that of the mobile unit assigned to that channel element. Microprocessor 34 steps searchers 26 through a set of offsets, called a search window, that is likely to contain multipath signal peak suitable for demodulation elements assignment. For each offset, searcher 26 reports the energy it found at that offset back to microprocessor 34. Demodulation elements 22 and 24 are then assigned by microprocessor 34 to the paths identified by searcher 26 (i.e. the timing reference of their PN generators is moved to align it to that of the found path). Once a demodulation element has locked onto the signal at its assigned offset, it then tracks that path on its own without microprocessor supervision, until the path fades away or until the demodulation element is assigned to a better path by the microprocessor.

In Figure 2, the internal structure of only one demodulation element 22 is shown, but should be understood to apply to demodulation element 24 and searchers 26 as well. Each demodulation element 22, 24 or searcher 26 of the channel element modem has a corresponding I PN and Q PN sequence generator 36, 38 and the user-specific PN sequence generator 40 that is used to select a particular mobile unit. User-specific PN sequence output 40 is XOR'd by XOR gates 42 and 44 with the output of I PN and Q PN sequence generators 36 and 38 to produce PN-I' and PN-Q' sequences that are provided to despreader 46. The timing reference of PN generators 36, 38, 40 is adjusted to the offset of the assigned signal, so that despreader 46 correlates the received I and Q channel antenna samples with the PN-I' and PN-Q' sequence consistent with the assigned signal offset. Four of the despreader outputs, corresponding to the four PN chips per Walsh chip, are summed to form a single Walsh chip by accumulators 48, 50. The accumulated Walsh chip is then input into Fast Hadamard Transform (FHT) processor 52. FHT processor 52 correlates a set of sixty-four received Walsh chips with each of the sixty-four possible transmitted Walsh functions and outputs a sixty-four entry matrix of soft decision data. FHT output of FHT processor 52 for each demodulation element is then combined with those of other demodulation elements by combiner 28. The output of combiner 28 is a "soft decision" demodulated symbol. Soft decision data is the chosen demodulated symbol weighted by the confidence that it correctly identifies the originally transmitted Walsh symbol. The soft decision is then passed to forward error correction decoder 29 for further processing to recover the original call signal.

This call signal is then sent through digital link 30 that routes the call to public switched telephone network (PSTN) 32.

Like each demodulation element 22, 24, each searcher 26 contains a complete demodulation data path. Searcher 26 only differs from
5 demodulation element 22 in how its output is used and in that it does not provide time tracking. For each offset processed, each searcher 26 finds the correlation energy at that offset by despreading the antenna samples, accumulating them into Walsh chips that are input to the FHT transform, performing the FHT transform and summing the maximum FHT output
10 energy for each of the Walsh symbols for which the searcher dwells at an offset. The final sum is reported back to microprocessor 34. Generally each searcher 26 is stepped through the search window with the others as a group by microprocessor 34, each separated from its neighbor by half of a PN chip. In this way enough correlation energy exists at each maximum possible offset error of a quarter chip to ensure that a path is not missed by chance just because the searcher did not correlate with the exact offset of the path. After
15 sequencing searchers 26 through the search window, microprocessor 34 evaluates the results reported back, looking for strong paths for demodulation elements assignment as described in above mentioned co-pending U.S. Patent
20 Application Serial No. 08/144,902.

The multipath environment is constantly changing as the mobile unit moves about in the base station coverage area. The number of searches that must be performed is set by the need to find multipath quickly enough so that the path may be put to good use by the demodulation elements. On the other
25 hand, the number of demodulation elements required is a function of the number of paths generally found to be usable at any point in time. To meet these needs, the Figure 2 system has two searchers 26 and one demodulation element 24 for each of four demodulator integrated circuits (IC's) used, for a total of four demodulation elements and eight searchers per channel element
30 modem. Each of these twelve processing elements contains a complete demodulation data path, including the FHT processor which takes a relatively large, costly amount of area to implement on an integrated circuit. In addition to the four demodulator IC's the channel element modem also has a modulator IC and a forward error correction decoder IC for a total of 6 IC
35 chips. A powerful and expensive microprocessor is needed to manage and coordinate the demodulation elements and the searchers. As implemented in the modem of Figure 2, these circuits were completely independent and require the close guidance of microprocessor 34 to sequence through the correct offsets, and handle the FHT outputs. Every Walsh symbol

microprocessor 34 receives an interrupt to process the FHT outputs. This interrupt rate alone necessitates a high powered microprocessor.

It would be advantageous if the six IC's required for a modem could be reduced to a single IC needing less microprocessor support, thereby reducing the direct IC cost and board-level production cost of the modem, and allowing migration to a lower cost microprocessor (or alternately a single high powered microprocessor supporting several channel element modems at once). Just relying on shrinking feature sizes of the IC fabrication process and placing the six chips together on a single die is not enough; the fundamental architecture of the demodulator needs to be redesigned for an truly cost effective single chip modem. From the discussion above, it should be apparent that there is a need for a signal receiving and processing apparatus that can demodulate a spread spectrum call signal in a lower cost, and more architecturally efficient manner.

The present invention is a single, integrated search processor that can quickly evaluate large numbers of offsets that potentially contain multipath of a received call signal. For the system of Figure 2, each searcher contains one FHT processor capable of performing one FHT transform per Walsh symbol. To obtain extra searcher processing power in the Figure 2 approach, additional discrete searcher elements must added, each with its own FHT processor. A fundamental aspect of the invention is to decouple the sequencing of the FHT processor from real time, and instead to use a single time sliced FHT processor shared between the demodulation and the searching processes. To take full advantage of the rapid FHT processing requires that the FHT processor be supplied with a rapid stream of data. The present invention incorporates an efficient mechanism of supplying data to the FHT processor.

SUMMARY OF THE INVENTION

In accordance with the invention, a signal demodulator for a spread spectrum communication system uses a single, integrated search processor to quickly evaluate large numbers of offsets that potentially contain multipath of a received call signal. After completing an assigned search, the integrated search processor presents a summary of the best candidate paths for assignment of the demodulation elements.

Operation of the integrated search processor is based on a demodulation of the Walsh encoded antenna samples using a Fast Hadamard Transform (FHT) processor engine. The FHT processor engine can operate at many times the real time rate at which the data is received. For example in the preferred embodiment, the FHT processor engine can produce 32 Walsh

symbol correlation results in the time that the system receives one Walsh symbol worth of data.

To take advantage of the fast FHT processor engine, a system is needed to supply the FHT processor engine with data at a correspondingly high rate.

- 5 In the preferred embodiment, the antenna samples are spread spectrum modulated and must be despread before being passed to the FHT processor engine.

- Two buffers are needed to supply the despreaders with input: a first buffer is needed to store the antenna data samples and a second buffer is
10 needed to store PN sequence samples. Because there are more bits of data associated with the antenna samples than with the PN sequence, it is advantageous to limit the number of the antenna data samples that needs to be stored even if it means extending the number of the PN sequence data which must be stored. The antenna sample buffer in the preferred
15 embodiment can store two Walsh symbols worth of data. It is written to and read from in a circular manner. The PN sequence buffer contains four Walsh symbols worth of data in the preferred embodiment.

- To facilitate the circular manner of operation of the antenna sample buffer, the operation of the integrated search processor is broken down into
20 groups of discrete searches. Each group of discrete searches is called a search rake. Each discrete search is called a rake element. Each rake element corresponds to one Walsh symbol worth of data and one FHT processor engine transform operation. The circular buffer operates such that each successive rake element in a search rake is offset from the preceding rake
25 element by one half of a PN sequence chip and by one half offset in time. In this configuration, each rake element in a common search rake is correlated with the same PN sequence.

- Groups of search rakes can be specified in a search windows. Groups of search windows can be specified as antenna search sets. An antenna search
30 sets can be specified by a microprocessor by designating a few parameters. The integrated search processor then performs the designated searches and supplies the results back to the microprocessor with no further input from the microprocessor. In this manner the integrated search processor performs a plurality of searches quickly with minimum amount of processor interaction.
35

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The features, objects, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description set forth below when

taken in conjunction with the drawings in which like reference characters identify correspondingly throughout and wherein:

Figure 1 represents an exemplary severe multipath signal condition;

5 Figure 2 is a block diagram of a prior art communications network demodulation system;

Figure 3 represents an exemplary CDMA telecommunications system constructed in accordance with the present invention;

Figure 4 is a block diagram of a channel element modem constructed in accordance with the present invention;

10 Figure 5 is a block diagram of the search processor;

Figure 6 illustrates the circular nature of the antenna sample buffer using a first offset;

Figure 7 illustrates the circular nature of the antenna sample buffer for a second accumulation at the first offset of Figure 6;

15 Figure 8 illustrates the circular nature of the antenna sample buffer for a second offset;

Figure 9 is a graph showing how the searcher processes the receiver input as a function of time;

Figure 10 is a block diagram of the searcher front end;

20 Figure 11 is a block diagram of the searcher despreader;

Figure 12 is a block diagram of the searcher result processor;

Figure 13 is a block diagram of the searcher sequencing control logic;

Figure 14 is a timing diagram showing the processing sequence depicted in Figure 5, showing the corresponding states of certain control logic elements
25 presented in Figure 13; and

Figure 15 is an alternative block diagram of the search processor.

DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT

30 The present invention can be implemented in a wide variety of data transmission applications and in the preferred embodiment illustrated in Figure 2 is implemented within a system 100 for voice and data transmission in which a system controller and switch, also referred to as mobile telephone switching office (MTSO) 102, performs interface and control functions to
35 permit calls between mobile units 104 and base stations 106. MTSO 102 also controls the routing of calls between public switched telephone network (PSTN) 108 and the base stations 106 for transmission to and from the mobile units 104.

40 Figure 4 illustrates channel element modem 110 and other elements of the base station infrastructure operating in accordance with the CDMA

methods and data formats described in the above-referenced patents. A plurality of antennas 112 provides reverse link signal 114 to analog transmitter receiver 116. Analog transmitter receiver 116 down-converts the signal to baseband and samples the waveform at eight times the PN chip rate.

- 5 Analog transmitter receiver 116 provides the digital samples to channel element modem 110 through base station RX backplane signal 118. When assigned to active call, demodulator front end 122 and integrated search processor 128 isolate a signal from a particular call from the plurality of call signals contained in reverse link signal by use of the PN sequences as
10 described in the above referenced patents.

- Channel element modem 110 of Figure 4 includes a single, integrated search processor 128 for identifying multipath signals within the received signal. Channel element modem 110 contains a single time shared Fast Hadamard Transform (FHT) processor engine 120 to service both integrated
15 search processor 128 and demodulator front end 122. FHT processor engine 120 matches the input data to each of the possible Walsh symbols. In this exemplary embodiment there are 64 possible Walsh symbols. FHT processor engine 120 outputs an energy level corresponding to each of the 64 possible Walsh symbols where higher energy levels indicate higher
20 probability that the corresponding Walsh symbol was the actual transmitted symbol. Max detect 160 determines the largest of the sixty-four outputs for each input to FHT processor engine 120. This maximum energy and the index of the Walsh symbol is then passed to integrated search processor 128 and pipelined demodulator processor 126. Pipelined demodulator
25 processor 126 contains functionality contained in the prior art non-integrated demodulation elements which is not implemented in demodulator front end 122 that can be shared in the same time sliced manner as FHT processor engine 120. Pipelined demodulator processor 126 also time aligns and combines symbol data received at different offsets into a single demodulated
30 "soft decision" symbol stream which is weighted for best performance of deinterleaver - forward error correction decoder 130. In addition, pipeline demodulator processor 126 calculates the power level of the signal being received. From the received power level a power control indication is created to command the mobile unit to raise or lower the mobile unit's transmit
35 power. The power control indication is passed through modulator 140 which adds the indication to the base station transmitted signal for reception by the mobile unit. This power control loop operates under the method described in U.S. Patent 5,056,109 referenced above.

The soft decision symbol stream is output to deinterleaver - forward error correction decoder 130 where it is deinterleaved and decoded. Channel element microprocessor 136 supervises the entire demodulation procedure and obtains the recovered call signal from the deinterleaver - forward error correction decoder via microprocessor bus interface 134. The call signal is then routed through digital backhaul link 121 to MTSO 102 which connects the call through PSTN 108.

The forward link data path proceeds much as the inverse of the functions just presented for the reverse link. The signal is provided from PSTN 108 through MTSO 102 and to digital backhaul 121. Digital backhaul 121 provides input to encoder - interleaver 138 through channel element microprocessor 136. After encoding and interleaving the data, encoder - interleaver 138 passes the data to modulator 140 where it is modulated as disclosed in the above mentioned patents. The output of the modulator is passed to transmit summer 142 where it is added to the outputs of other channel element modems prior to being up-converted from baseband and amplified in analog transmitter receiver 116. A summing method is presented in a co-pending U.S. Patent Application Serial No. 08/316,156 entitled "SERIAL LINKED INTERCONNECT FOR THE SUMMATION OF MULTIPLE DIGITAL WAVEFORMS," filed September 30, 1994, and assigned to the assignee of the present application. As presented in the above referenced application, the transmit summer corresponding to each element 110 can be cascaded in a daisy-chain fashion eventually resulting in a final sum that is provided to the analog transceiver for broadcasting.

Figure 5 shows the elements comprising integrated search processor 128. The heart of the searching process is time sliced FHT processor engine 120, which, as mentioned above, is shared between integrated search processor 128 and demod front end 122 (not shown in Figure 5). Other than sharing FHT processor engine 120 and max detect 160 block, integrated search processor 128 is stand alone, self-controlled, and self-contained. In a manner described below, FHT processor engine 120 can perform Walsh symbol transforms at a rate 32 times faster than FHT processor 52 of Figure 2. This rapid transform capability empowers the time sliced performance of channel element modem 110.

In the preferred embodiment FHT processor engine 120 is constructed using a six stage butterfly network. Such butterfly networks architectures are well known in the art. They provide an efficient mechanism to perform an FHT both in terms of minimizing the number of gates and operations and in

terms of the number of and speed of clock cycles need to complete the transform.

A butterfly network can be used to create an inverse transform noting the symmetry which is used to create the Walsh symbols. A Walsh function
 5 of order n can be defined recursively as follows:

$$W(n) = \begin{vmatrix} W(n/2), W(n/2) \\ W(n/2), W'(n/2) \end{vmatrix}$$

10 where W' denotes the logical complement of W , and $W(1) = [0]$

In the preferred embodiment a Walsh sequence is generated where $n = 6$, therefore a 6-stage butterfly trellis is used to correlate the 64 input sample with each of the 64 possible Walsh functions. The butterfly trellis is a series of 6
 15 parallel adders.

To reap the benefits of FHT processor engine 120 with thirty-two times the throughput of its real-time-slaved counterpart, FHT processor engine 120 must be provided with high rate input data to process. Antenna sample buffer 172 has been specifically tailored to meet this need. Antenna sample
 20 buffer 172 is written to and read from in a circular manner

The searching process is grouped in sets of single offset searches. The highest level of grouping is the antenna search set. Each antenna search set is made up of a plurality of search windows. Typically each search window in the antenna search set is an identically performed search group where each
 25 search window in the antenna search receives data from a different antenna. Each search window is made up of a series of search rakes. A search rake is a set of sequential search offsets that is performed in a time equivalent to the duration of a Walsh symbol. Each search rake is comprised of a set of rake elements. Each rake element represents a single search at a given offset.

30 At the beginning of the searching process, channel element microprocessor 136 sends parameters specifying a search window which may be part of an antenna search set. The width of the search window may be designated in PN chips. The number of search rakes needed to complete the search window varies depending on the number of PN chips specified in the
 35 search window. The number of rake elements per search rake can be specified by channel element microprocessor 136 or could be fixed to some constant.

Referring again to Figure 1 showing an exemplary set of signals arriving at the base station from a single mobile unit, the relationship of the search window, search rake, and rake element becomes more clear. The
 40 vertical axis in Figure 1 represents the power received in decibels (dB). The

horizontal axis represents the delay in the arrival time of a signal due to multipath delays. The axis (not shown) going into the page represents a segment of time. Each signal spike in the common plane of the page has arrived at the same time but has been transmitted by the mobile station at a
5 different time.

The horizontal axis can be thought of as having units of PN chip offset. At any given time, the base station perceives a variety of signals from a single mobile unit, each of which has traveled a different path and may have a different delay than the others. The mobile unit's signal is modulated by a
10 PN sequence. A copy of the PN sequence is also generated at the base station. At the base station, if each multipath signal were individually demodulated, a PN sequence code aligned to each signal's timing would be needed. Each of these aligned PN sequences would be delayed from the zero offset reference at the base station due to the delay. The number of PN chips that the aligned PN
15 sequence is delayed from the zero offset base station reference could be mapped to the horizontal axis.

In Figure 1, time segment 10 represents a search window set of PN chip offsets to be processed. Time segment 10 is divided into five different search rakes such as search rake time segment 9. Each search rake is in turn made up
20 of a number of rake elements which represent the actual offsets to be searched. For example, in Figure 1, each search rake is made up of 8 different rake elements such as the rake element indicated by arrow 8.

To process a single rake element as indicated by arrow 8, a set of samples over time at that offset are needed. For example, to process the rake
25 element indicated by arrow 8, the despreading process needs the set of sample at the offset indicated by arrow 8 going back into the page over time. The despreading process also needs a corresponding PN sequence. The PN sequence can be determined by noting the time the samples arrived and the offset desired to be processed. The desired offset can be combined with the
30 arrival time to determine the corresponding PN sequence to be correlated with the received samples.

As the rake element is despread the receive antenna samples and the PN sequence are run through a series of values over time. Note that the received antenna samples are the same for all offsets shown in Figure 1 and
35 spikes 2-7 are showing exemplary multipath peaks which arrive simultaneously and are only discriminated by the despreading process.

In the preferred embodiment described below, each rake element is offset in time from the preceding rake element by one half PN chip in time. This means that if the rake element corresponding to arrow 8 was correlated

beginning from the sliced plane shown and moving forward in time (into the page as shown) then the rake element to the left of the one corresponding to arrow 8 would use samples starting one half chip in time back from the sliced plane shown. This progression in time allows each rake element in a common search rake to be correlated to the same PN sequence.

Each mobile unit receives the base station's transmitted signal delayed by some amount due to the path delay through the terrestrial environment. The same short and long code generation is also being performed in the mobile unit. The mobile unit generates a time reference based on the time reference it perceives from the base station. The mobile unit uses the time reference signal as an input to its long and short code generators. The information signal received at the base station from the mobile unit is therefore delayed by the round trip delay of the signal path between the base station and the mobile unit. Therefore if the timing of PN generator 202, 204, and 206 used in the searching process is slaved to the zero offset timing reference at the base station, the output of the generators will always be available before the corresponding signal is received from the mobile unit.

In an OQPSK signal, the I channel data and the Q channel data are offset from each other by one half chip in time. Therefore OQPSK despreading used in the preferred embodiment requires data sampled at twice the chip rate. The searching process also operates optimally with data sampled at half the chip rate. Each rake element within a search rake is offset by one half chip from the previous rake element. The one half chip rake element resolution ensures that multipath peak signals are not skipped over without detection. For these reasons antenna sample buffer 172 stores data sampled at twice the PN chip rate.

One Walsh symbol worth of data is read from antenna sample buffer 172 to process a single rake element. Each successive rake element is read out of antenna sample buffer 172 half of a PN chip offset from the previous rake element. Each rake element is despread with the same PN sequence read from PN sequence buffer 176 by the despreaders. Antenna sample buffer 172 is for each rake element in the search rake.

Antenna sample buffer 172 is two Walsh symbols deep and is repeatedly read from and written to throughout the searching process. Within each search rake, the rake element having the latest offset in time is processed first. The latest offset corresponds to the signal which has traveled the longest signal path from the mobile unit to the base station. The time at which the searcher starts to process a search rake is keyed to the Walsh symbol boundaries associated with the rake element having the latest offset in the

search rake. A time strobe, referred to as the offset Walsh symbol boundary, indicates the earliest time that the searching process can begin the first rake element in the search rake because all of the samples needed are available in antenna sample buffer 172.

5 The operation of antenna sample buffer 172 is most easily illustrated by noting its circular nature. Figure 6 shows an illustrative diagram of the operation of antenna sample buffer 172. In Figure 6 thick circle 400 can be thought of as antenna sample buffer 172 itself. Antenna sample buffer 172 contains memory locations for two Walsh symbols worth of data. Write
10 pointer 406 circulates around antenna sample buffer 172 in the direction indicated in real time, meaning that write pointer 406 rotates around the two Walsh symbol deep antenna sample buffer 172 in the time that two Walsh symbols worth of samples are passed to searcher front end 174. As the samples are written into antenna sample buffer 172 according to the memory
15 location indicated by write pointer 406, the previously stored values are overwritten. In the preferred embodiment, antenna sample buffer 172 contains 1024 antenna samples because each of the two Walsh symbols contains 64 Walsh chips, each Walsh chip contains 4 PN chips, and each PN chip is sampled twice.

20 The operation of the searching process is divided into discrete 'time slices.' In the preferred embodiment, a time slice is equal to $1/32$ of the Walsh symbol duration. The choice of 32 time slices per Walsh symbol is derived from the available clocking frequency and number of clock cycles need to perform an FHT. 64 clock cycles are required to perform an FHT for one
25 Walsh symbol. In the preferred embodiment, a clock running at eight times the PN chip frequency is available and provides the necessary performance level. Eight times the PN chip rate multiplied by the 64 required clocks is equivalent to the time it takes to receive two Walsh chips worth of data. Because there are 64 Walsh chips in each half of the buffer, 32 time slices are
30 needed to read in a complete Walsh symbol.

 In Figure 6, a set of concentric arcs on the outside of thick circle 400 represents read and write operation with antenna sample buffer 172. (The arcs within thick circle 400 are used to aid explanation and do not correspond to read or write operations.) Each arc represents a read or write operation
35 during one time slice. The arc closest to the center of the circle occurs first in time and each successive arc represents an operation occurring in successively later time slices as indicated by time arrow 414. Each of the concentric arcs corresponds to a section of antenna sample buffer 172 as represented by thick circle 400. If one were to imagine radii drawn from the center of thick

circle 400 to the end points of each of the concentric arcs, the portion of thick circle 400 between the intersection of the radii and thick circle 400 would be representative of the memory locations accessed. For example, during the first time slice operation shown, 16 antenna samples are written to antenna sample buffer 172 represented by arc 402A.

In Figures 6, 7, and 8 the following search parameters for the illustrative search window are assumed:

Search window width = 24 PN chips

Search offset = 24 PN chips

Number of symbols to accumulate = 2

Number of rake elements per search rake = 24.

Figure 6 also assumes that antenna sample buffer 172 contains nearly a full Walsh symbol worth of valid data before the write indicated by arc 402A. During subsequent time slices, a write corresponding to arc 402B and to arc 402C occurs. During the 32 time slices available during one Walsh symbol worth of time, the write operations continue from arc 402A to arc 402FF most of which are not shown.

The 32 time slices represented by arcs 402A to 402FF correspond to the time used to complete one search rake. Using the parameters given above, the search rake begins 24 PN chips offset from zero offset reference or 'real time' and contains 24 rake elements. The 24 PN chip offset corresponds to a rotation 16.875 degrees around thick circle 400 from the beginning of the first write indicated by arc 402A (calculated by dividing the 24 PN chip offset by the 256 total number of chips in half antenna sample buffer 172 and multiplying by 180 degrees.) The 16.875 degree arc is illustrated by arc 412. The 24 rake elements correspond to reads indicated by arcs 404A - 404X most of which are not shown. The first read corresponding to arc 404A begins at the offset some time after the write corresponding to 402C so that a contiguous set of data is available. Each successive read such as 404B is offset from the previous by a single memory location, corresponding to a 1/2 PN chip of time. During the search rake shown, the reads move toward earlier time offsets as shown by arcs 404A - 404X slanting counter clockwise with progressing time in the opposite rotation direction as write pointer indication 406. The 24 read represented by arcs 404A to 404X traverse the arc indicated by arc 418. The progression of the reads toward earlier samples has the advantage of providing seamless searching within a search window as each search rake is executed. This advantage is explained in detail subsequently herein.

Each of the reads corresponding to arcs 404A to 404X passes one Walsh symbol worth of data to despreader 178. The read therefore corresponds to traversing thick circle 400 by 180 degrees. Note that in the search rake shown of Figure 6, the last write corresponding to arc 402FF, and last read
5 corresponding to arc 404X do not include any common memory locations to ensure contiguous valid data. However, hypothetically, if the pattern of read and writes were to continue they would in fact intersect and valid data would not be provided under this condition.

In most signaling conditions, the result of a rake element worth of data
10 collected during one Walsh symbol worth of time is not sufficient to provide accurate information about the location of diverse signals. In these cases, a search rake may be repeated multiple times. The results of rake elements in successive search rakes at a common offset are accumulated by search result processor 162 as explained in detail subsequently herein. In this case the
15 search parameters given above indicate that the number of symbols to accumulate at each offset is two. Figure 7 shows the search rake of Figure 6 repeated at the same offset for the next successive Walsh symbol worth of data. Note that antenna sample buffer 172 contains two Walsh symbols worth of data so that the data that is needed for processing during the search rake
20 indicated on Figure 7 was written during the search rake shown on Figure 6. In this configuration, memory locations 180 degrees away from each other represent the same PN offset.

After completing the two accumulated search rakes in Figures 6 and 7, the searching process advances to the next offset in the search window. The
25 amount of the advance is equal to the width of the search rake processed, in this case 12 PN chips. As specified in the search parameters, the search window width is 24 PN chips. The width of the window will determine how many search rake offsets are needed to complete the search window. In this case two different offsets are needed to cover the 24 PN chip window width.
30 The window width is indicated on Figure 8 by arc 412. The second offset for this search window begins at the offset following the last offset of the previous search rake and continues around to the nominal zero offset point as set by the location of the beginning of the first write as indicated by arc 430A. Again there are 24 rake elements within the search rake as indicated by
35 arcs 432A-432X most of which are not shown. Again the 32 writes are indicated by the arcs 430A - 430FF. Thus the last write, as indicated by arc 430FF, and the last read, as indicated by arc 432X, about one another in antenna sample buffer 172 as indicated by reference arrow 434.

The search rake shown in Figure 8 is repeated on the opposite side of antenna sample buffer 172 much as the search rake in Figure 6 is repeated in Figure 7 because the search parameters designate that each symbol is accumulated twice. At the completion of the second accumulation of the second search rake, integrated search processor 128 is available to begin another search window. The subsequent search window could have a new offset or it could specify a new antenna or both.

In Figure 8, the location of the boundary between the read half and the write half of the buffer is marked with label 436. In Figure 6, the boundary is marked with label 410. The signal which indicates the point in time corresponding to label 436 is referred to as the offset Walsh symbol strobe and also indicates that a new Walsh symbol worth of samples is available. As the search rakes within a window advance to earlier offsets, the boundary between the read and write halves of the buffer slews in lock step counterclockwise as shown in Figure 8. If after the completion of the present search window, if a large change in the offset being processed is desired, the offset Walsh symbol strobe may be advanced a large portion of the circumference of the circle.

Figure 9 is a search timeline that provides further graphical illustration of the searcher processing. Time is plotted along the horizontal axis in units of Walsh symbols. Antenna sample buffer 172 address, and PN sequence buffer 176 addresses are shown along the vertical axis, also in units of Walsh symbols. Because antenna sample buffer 172 is two Walsh symbols deep, antenna sample buffer 172 addressing wraps on even Walsh symbol boundaries, but for illustrative purposes, Figure 9 shows the addresses before being folded on top of one another. Samples are written into antenna sample buffer 172 at an address taken directly from the time they were obtained, so write pointer 181 into antenna sample buffer 172 is a straight forty-five degree inclined line. The offset being processed maps into a base address in antenna sample buffer address 174 to start a read of a Walsh symbol of samples for a single rake element. The rake elements are illustrated in Figure 9 as nearly vertical read pointer line segments 192. Each rake element maps to a Walsh symbol in height as referred to the vertical axis.

The vertical gaps between the rake elements within a search rake are caused by demod front end 122 interrupting the search process to use FHT processor engine 120. Demod front end 122 operates in real time and has first priority use of FHT processor engine 120 whenever it has a current or queued set of data for processing. Therefore typically use of FHT processor engine 120 is given to demod front end 120 on each Walsh symbol boundary

corresponding to a PN offset that is being demodulated by demod front end 122.

Figure 9 shows the same search rakes shown in Figures 6, 7, and 8. For example, search rake 194 has its 24 rake elements each of which corresponds to one to the read arcs 404A - 404X on Figure 6. On Figure 9 for search rake 194, pointer 410 indicates the offset Walsh symbol strobe corresponds to the like pointer on Figure 6. To read the current samples, each rake element must be beneath write pointer 181. The downward slope of the rake elements with a search rake indicates the steps towards earlier samples. Search rake 195 corresponds to the search rake shown in Figure 7 and search rake 196 corresponds to the search rake shown in Figure 8.

In the search window defined by the parameters above, only 24 rake elements per search rake are specified even though the search rake has 32 available time slices. Each rake element can be processed in one time slice. However, it is not practically possible to increase the number of rake elements per search rake to 32 to match the number of time slices available during a search rake. Demod front end 122 uses some of the available time slices of the FHT processor time such as the four slices used for processing the signals in inset 178 in Figure 9. There is also a time delay associated with a rake advance as the read process must wait for the write process to fill the buffer with valid data at the advanced offset. Also some margin is needed to synchronize to a time slice processing boundary after observing the offset Walsh symbol strobe. All these factors practically limit the number of rake elements which can be processed in a single search rake. In some cases the number of rake elements per search rake could be increased such as if demod front end 122 has only one demodulation element assigned and only interrupts FHT processor engine 120 once per search rake. Therefore in the preferred embodiment, the number of rake elements per search rake is controllable by channel element microprocessor 136. In alternative embodiments, the number of rake elements per search rake could be a fixed constant.

There also can be significant overhead delay when switching between source antennas at the input to the sample buffer or changing the search window starting point or width between searches. If one rake needs a particular set of samples and the next rake for a different antenna needs to use an overlapping part of the buffer, the next rake must postpone processing until the next offset Walsh symbol boundary occurs, at which point a complete Walsh symbol of samples for the new antenna source are available. In Figure 9, search rake 198 is processing data from a different antenna than search rake 197. Horizontal line 188 indicates the memory location

corresponding to the new antenna input samples. Note that search rake 197 and 198 do not use any common memory locations.

For every time slice, two Walsh chips of samples must be written to the sample buffer and one full Walsh symbol of samples may be read from the sample buffer. In the preferred embodiment, there are 64 clock cycles during each time slice. A full Walsh chip of samples is comprised of four sets of samples: ontime I channel samples, late I channel samples, ontime Q channel samples and late Q channel samples. In the preferred embodiment, each sample is four bits. Therefore sixty four bits per clock are needed from antenna sample buffer 172. Using a single port RAM, the most straightforward buffer design doubles the word width to 128 bits, and splits the buffer into two 64 bit wide, 64 word, independently read/writeable even and odd Walsh chip buffers 168, 170. The much less frequent writes to the buffer are then multiplexed in between reads, which toggle between the two banks on successive clock cycles.

The Walsh chip of samples read from the even and odd Walsh chip buffers 168, 170 has an arbitrary alignment to the physical RAM word alignment. Therefore on the first read of a time slice, both halves are read into despreader 178 to form a two Walsh chip wide window from which the single Walsh chip with the current offset alignment is obtained. For even Walsh chip search offsets, the even and odd Walsh chip buffer address for the first read are the same. For odd Walsh chip offsets, the even address for the first read is advanced by one from the odd address to provide a consecutive Walsh chip starting from the odd half of the sample buffer. The additional Walsh chips needed by despreader 178 can be passed thereto by a read from a single Walsh chip buffer. Successive reads then ensure that there is always a refreshed two Walsh chip wide window from which to draw a Walsh chip of data aligned to the current offset being processed.

Referring again to Figure 5, for each rake element in a search rake processed, the same Walsh symbol of PN sequence data from the PN sequence buffer 176 is used in the despreading process. For every clock cycle of a time slice, four pairs of PN-'I' and PN-'Q' are needed. Using a single port RAM, the word width is doubled and read from half as often. The single write to PN sequence buffer 176 needed per time slice is then performed on a cycle not used for reading.

Because the searching process can specify searching PN offsets of up to two Walsh symbols delayed from the current time, four Walsh symbols worth of PN sequence data must be stored. In the preferred embodiment PN sequence buffer 176 is a one hundred and twenty eight word by sixteen bit

RAM. Four Walsh symbols are required because the starting offset can vary by 2 Walsh symbols and once the starting offset is chosen, one Walsh symbol worth of PN sequence is need for correlation meaning three Walsh symbols worth of data is need for the despreading process. Because the same PN sequence is repeatedly used, the data in PN sequence buffer 176 cannot be overwritten during the despreading process corresponding to a single search rake. Therefore an additional Walsh symbol worth of memory is needed to store the PN sequence data as it is generated.

The data that is written into both PN sequence buffer 176 and antenna sample buffer 172 is provided by searcher front end 174. A block diagram of searcher front end 174 is shown in Figure 10. Searcher front end 174 includes short code I and Q PN generators 202, 206 and the long code User PN generator 204. The values output by short code I and Q PN generators 202, 206 and the long code User PN generator 204 are determined by the time of day. Each base station has a universal timing standard such as GPS timing to create a timing signal. Each base station also transmits its timing signal over the air to the mobile units. At the base station, the timing reference is said to have zero offset because it is aligned to the universal reference.

The output of long code User PN generator 204 is logically XOR'd with the output of short code I and Q PN generators 202, 206 by XOR gates 208 and 210 respectively. (This same process is also performed in the mobile unit and the output is used to modulate the mobile unit's transmitted signal.) The output of XOR gates 208 and 210 is stored in serial to parallel shift register 212. Serial to parallel shift register 212 buffers the sequences up to the width of PN sequence buffer 176. The output of serial to parallel shift register 212 is then written into PN sequence buffer 176 at an address taken from the zero offset reference time. In this way, searcher front end 174 provides the PN sequence data to PN sequence buffer 176.

Searcher front end 174 also provides antenna samples to antenna sample buffer 172. Receive samples 118 are selected from one of a plurality of antennas via a MUX 216. The selected receive samples from MUX 216 are passed to latch 218 where they are decimated, meaning one quarter of the samples are selected for use in the searching process. Receive samples 118 have been sampled at eight times the PN chip rate by analog transmitter receiver 116 (of Figure 4). Processing within the searching algorithm is designed for samples taken at one half the chip rate. Therefore only one quarter of the received samples need be passed to antenna sample buffer 172.

The output of the latch 218 is fed to serial to parallel shift register 214, which buffers the samples up to the width of antenna sample buffer 172. The

samples are then written into even and odd Walsh chip buffers 168, 170 at addresses also taken from the zero offset reference time. In this way, despreader 178 can align the antenna sample data with a known offset with respect to the PN sequence.

5 Referring again to Figure 5, for each clock cycle in a time slice, despreader 178 takes a Walsh chip of antenna samples from antenna sample buffer 172 and a corresponding set of PN sequence values from PN sequence buffer 176 and outputs an I and Q channel Walsh chip to the FHT processor engine 120 through MUX 124.

10 Figure 11 shows a detailed block diagram of despreader 178. Even Walsh chip latch 220 and odd Walsh chip latch 222 latch the data from even Walsh chip buffer 168 and odd Walsh chip buffer 170 respectively. MUX bank 224 extracts the Walsh chip of samples to be used from the two Walsh chips worth of samples presented to by even and odd Walsh chip
15 latches 220 and 222. MUX select logic 226 defines the boundary of the selected Walsh chip based on the offset of the rake element being processed. A Walsh chip is output to OQPSK despreader XOR bank 228.

The PN sequence values from PN sequence buffer 176 are latched by PN sequence latch 234. Barrel shifter 232 rotates the output of PN sequence
20 latch 234 based on the offset of the rake element being processed and passes the PN sequence to OQPSK despreader XOR bank 228 which conditionally inverts the antenna samples based on the PN sequence. The XOR'd values are then summed through adder tree 230 which performs the sum operation in the OQPSK despread, and then sums four despread chip outputs together to
25 form a Walsh chip for input to FHT processor engine 120.

Referring again to Figure 5, FHT processor engine 120 takes sixty-four received Walsh chips from despreader 178 through MUX 124, and using a 6-stage butterfly trellis, correlates these sixty-four input samples with each of the sixty-four Walsh functions in a sixty-four clock cycle time slice. Max
30 detect 160 can be used to find the largest of the correlation energies output from FHT processor engine 120. The output of MAX detect 160 is passed on to search result processor 162 which is part of integrated search processor 128.

Search result processor 162 is detailed in Figure 12. Search result processor 162 also operates in a time sliced manner. The control signals
35 provided to it are pipeline delayed to match the two time slice delay from the start of inputting Walsh chips to FHT processor engine 120 to obtaining the maximum energy output. As explained above, a set of search window parameters may designate that a number of Walsh symbols worth of data be accumulated before the results of the chosen offset are processed. In the

parameters used with the example of Figures 6, 7, 8, and 9, the number of symbols to accumulate is 2. Search result processor 162 performs the summing function along with other functions.

- As search result processor 162 performs the sums over consecutive Walsh symbols, it must store a cumulative sum for each rake element in the search rake. These cumulative sums are stored in Walsh symbol accumulation RAM 240. The results of each search rake are input to summer 242 from max detect 160 for each rake element. Summer 242 sums the present result with the corresponding intermediate value available from Walsh symbol accumulation RAM 240. On the final Walsh symbol accumulation for each rake element, the intermediate result is read from Walsh symbol accumulation RAM 240 and summed by summer 242 with the final energy from that rake element to produce a final search result for that rake element offset. The search results are then compared with the best results found in the search up to this point as explained below.

- In the above mentioned co-pending U.S. Patent Application Serial No. 08/144,902 entitled "DEMODULATION ELEMENT ASSIGNMENT IN A SYSTEM CAPABLE OF RECEIVING MULTIPLE SIGNALS," the preferred embodiment assigns the demodulation elements based on the best results from a search. In the present preferred embodiment, the eight best results are stored in best result register 250. (A lesser or greater number of results could be stored in other embodiments.) Intermediate result register 164 stores the peak values and their corresponding rank order. If the current search result energy exceeds at least one of the energy values in intermediate result register 164, search result processor control logic 254 discards the eighth best result in intermediate result register 164, and inserts the new result, along with its appropriate rank, the PN offset, and antenna corresponding to the rake element result. All lesser ranked results are "demoted" one ranking. There are a great number of methods well known in the art for providing such a sorting function. Any one of them could be used within the scope of this invention.

- Search result processor 162 has a local peak filter basically comprised of comparator 244 and previous energy latch 246. The local peak filter, if enabled, prevents intermediate result register 164 from being updated even though a search result energy would otherwise qualify for inclusion, unless the search result represents a local multipath peak. In this way, the local peak filter prevents strong, broad "smeared" multipath from filling multiple entries in intermediate result register 164, leaving no room for weaker but distinct multipath that can make better candidates for demodulation.

The implementation of the local peak filter is straightforward. The energy value of the previous rake element summation is stored in previous energy latch 246. The present rake element summation is compared to the stored value by comparator 244. The output of comparator 244 indicates which of its two inputs is larger and is latched in search result processor control logic 254. If the previous sample represented a local maxima, search result processor control logic 254 compares the previous energy result with the data stored in intermediate result register 164 as described above. If the local peak filter is disabled by channel element microprocessor 136 then the comparison with intermediate result register 164 is always enabled. If either the leading or the last rake element at the search window boundary has a slope, then the slope latch is set so the boundary edge value can be considered as a peak as well.

The simple implementation of this local peak filter is aided by the progression of the reads toward earlier symbols within a search rake. As illustrated in Figure 6, 7, 8, and 9, within a search rake each rake element progress toward signals arriving earlier in time. This progression means that within a search window, the last rake element of a search rake and the first rake element of the subsequent search rake are contiguous in offset. Therefore, the local peak filter operation does not have to change and the output of comparator 244 is valid across search rake boundaries.

At the end of processing a search window, the values stored in intermediate result register 164 are transferred to best result register 250 readable by channel element microprocessor 136. Search result processor 162 has thus taken much of the workload from channel element microprocessor 136, which in the system of Figure 2 needed to handle each rake element result independently.

The preceding sections have focused on the processing data path of integrated search processor 128 and have detailed how raw antenna samples 118 are translated into a summary multipath report at the output of best result register 250. The following sections detail how the each of the elements in the search processing data path are controlled.

Search control block 166 of Figure 5 is detailed in Figure 13. As mentioned previously, channel element microprocessor 136 specifies a search parameter set including the group of antennas to search over as stored in antenna select buffer 348, the starting offset as stored in search offset buffer 308, the number of rake elements per search rake as stored in rake width buffer 312, the width of the search window as stored in search width buffer 314, the number of Walsh symbols to accumulate as stored in Walsh

symbol accumulation buffer 316, and a control word as stored in control word buffer 346.

The starting offset stored in search offset buffer 308 is specified with eighth chip resolution. The starting offset controls which samples are removed by decimation by latch 218 of Figure 10 in searcher front end 174. Due to the two Walsh symbol wide antenna sample buffer 172 in this embodiment, the largest value of the starting offset is half of a PN chip less than two full Walsh symbols.

Up until this point, the generic configuration to perform a search has been disclosed. In reality there are several classes of predefined searches. When a mobile unit initially attempts to access the system, it sends a beacon signal called a preamble using the Walsh zero symbol. Walsh zero symbol is the Walsh symbol which contains all logical zeros instead of half ones and zeroes as described above. When a preamble search is performed, the searcher looks for mobile units sending a Walsh zero symbol beacon signal on an access channel. The search result for a preamble search is the energy for the Walsh zero symbol. When an acquisition mode access channel search is performed, max detect 160 outputs the energy for Walsh zero symbol regardless of the maximum output energy detected. The control word stored in control word buffer 346 includes a preamble bit which indicates when a preamble search is being performed.

As discussed above, the power control mechanism of the preferred embodiment measures the signal level received from each mobile unit and creates a power control indication to command the mobile unit to raise or lower the mobile unit's transmit power. The power control mechanism operates over a set of Walsh symbols called a power control group during traffic channel operation. (Traffic channel operation follows access channel operation and implies operation during an active call.) All the Walsh symbols within a single power control group are transmitted using the same power control indication command at the mobile unit.

Also as described above, in the preferred embodiment of the present invention, the signal transmitted by the mobile unit is of a variable rate during traffic channel operation. The rate used by the remote unit to transmit the data is unknown at the base station during the searching process. As the consecutive symbols are accumulated, it is imperative that the transmitter is not gated off during the accumulation. Consecutive Walsh symbols in a power control group are gated as a group meaning that the 6 Walsh symbols comprising a power control group in the preferred embodiment are all gated on or all gated off.

Thus when the search parameter specifies that a plurality of Walsh symbols be accumulated during traffic channel operation, the searching process must align each search rake to begin and end within a single power control group. The control word stored in control word buffer 346 includes a power control group alignment bit. With the power control group alignment bit set to one indicating a traffic channel search, the searching process synchronizes to the next power control group boundary instead of just the next offset Walsh symbol boundary.

The control word stored in control word buffer 346 also includes the peak detection filter enable bit as discussed earlier in conjunction with Figure 8.

The searcher operates either in continuous or single step mode, according to the setting of the continuous/single step bit of the control word. In single step mode, after a search is performed, integrated search processor 128 returns to an idle state to await further instructions. In continuous mode, integrated search processor 128 is always searching, and by the time channel element microprocessor 136 is signaled that the results are available, integrated search processor 128 has started the next search.

Search control block 166 produces the timing signals used to control the searching process performed by integrated search processor 128. Search control block 166 sends the zero offset timing reference to short code I and Q PN generators 202, 206 and long code User PN generator 204, and the enable signal to decimator latch 218 and the select signal to MUX 216 in searcher front end 174. It provides the read and write addresses for PN sequence buffer 176 and even and odd Walsh chip buffers 168 and 170. It outputs the current offset to control the operation of despreader 178. It provides the intra-time slice timing reference for FHT processor engine 120, and determines whether the searching process or the demodulation process uses FHT processor engine 120 by controlling FHT input MUX 124. It provides several pipeline delayed versions of certain internal timing strobes to search result processor control logic 254 of Figure 12 to allow it to sum search results across a rake of offsets for a number of Walsh symbol accumulations. Search control block 166 provides best result register 250 with the pipelined offset and antenna information corresponding to accumulated energy in best result register 250.

In Figure 13, system time count 342 is slaved to the zero offset time reference. In the preferred embodiment as previously detailed, the system clock runs at eight times the PN chip rate. There are 256 PN chips in a Walsh symbol, and 6 Walsh symbols in a power control group for a total

of $6 \times 256 \times 8 = 12,288$ system clocks per power control group. Therefore in the preferred embodiment, system time count 342 is comprised of a fourteen bit counter that counts the 12,288 system clocks. System time count 342 is slaved to zero offset time reference strobe for the base station. The input reference
5 for short code I and Q PN generators 202, 206 and long code User PN generator 204 of Figure 10 in searcher front end 174 is taken from system time count 342. (Long code User PN generator 204 output is also based on a longer system wide reference which does not repeat for approximately 50 days. The longer system wide reference is not controlled by the searching process and
10 acts as a preset value. The continuing operation based on the preset value is controlled by system time count 342.) The addresses for PN sequence buffer 176 and even and odd Walsh chip buffers 168 and 170 are taken from system time count 342. System time count 342 is latched by latch 328 at the beginning of each time slice. The output of latch 328 is selected via address
15 Mux's 330, 332, and 334 which provide the write addresses corresponding to the current time slice when these buffers are written at some latter time within the time slice.

Offset accumulator 310 keeps track of the offset of the rake element currently being processed. The starting offset as stored in search offset
20 buffer 308 is loaded into offset accumulator 310 at the beginning of each search window. Offset accumulator 310 is decremented with each rake element. At the end of each search rake that is to be repeated for further accumulations, the number of rake elements per search rake as stored in rake width buffer 312 is added back to the offset accumulator to reference it back to the first offset in
25 the search rake. In this way, the searching process again sweeps across the same search rake for another Walsh symbol accumulation. If the searching process has swept across the current search rake on its final Walsh symbol accumulation then offset accumulator 310 is decremented by one by selection of the "-1" input of repeat rake MUX 304 which produces the offset of the first
30 rake element in the next search rake.

The output of offset accumulator 310 always represents the offset of the current rake element being processed and thus is used to control data input to despreader 178. The output of offset accumulator 310 is added by adders 336
35 and 338 to the intra-time slice timing output of system time count 342 to generate the address sequence within a time slice corresponding to a rake element. The output of adders 336 and 338 is selected via address MUX's 330 and 332 to provide antenna sample buffer 172 read addresses.

The output of offset accumulator 310 is also compared by comparator 326 with the output of system time count 342 to form the offset

Walsh symbol strobe which indicates that antenna sample buffer 172 has sufficient valid data for the searching process to begin.

Search rake count 320 keeps track of the number of rake elements remaining to be processed in the current search rake. Search rake count 320 is loaded with the width of the search window as stored in search width buffer 314 at the beginning of a search window. Search rake count 320 is incremented after the processing of the final Walsh symbol accumulation of each search rake is complete. When it reaches its terminal count all offsets in the search window have been processed. To provide a indication that the end of the current search window is imminent, the output of search rake count 320 is summed by summer 324 with the output of rake width buffer 312. The end of the search window indication marks the time at which antenna sample buffer 172 may begin to be filled with data samples from an alternative antenna in preparation for the next search window without disrupting the contents needed for the current search window.

When channel element microprocessor 136 specifies a search window, it can specify that the search window be performed for a plurality of antennas. In such a case, the identical search window parameters are repeated using samples from a series of antennas. Such a group of search windows is called an antenna search set. If an antenna search set is specified by channel element microprocessor 136, the antenna set is programmed by the value stored in antenna select buffer 348. After the completion of an antenna search set, channel element microprocessor 136 is alerted.

Rake element count 318 contains the number of rake elements left to process in the current search rake. Rake element count 318 is incremented once for each rake element processed and is loaded with the output of rake width buffer 312 when the searcher is in the idle state or upon completion of a search rake.

Walsh symbol accumulation count 322 counts the number of Walsh symbols left to accumulate for the current search rake. The counter is loaded with the number of Walsh symbols to accumulate as stored in Walsh symbol accumulation buffer 316 when the searcher is in the idle state or after completing a search rake sweep on the final Walsh symbol accumulation. Otherwise the counter is incremented with the completion of each search rake.

Input valid count 302 is loaded whenever the input antenna or decimator alignment changes. It is loaded with the minimum number of samples the searcher needs to process a search rake based on the output of rake width buffer 312 (i.e. one Walsh symbol plus one rake width worth of

samples). Each time an antenna sample is written to antenna sample buffer 172, input valid count 302 is incremented. When it reaches its terminal count, it sends an enable signal that allows the searching process to begin. Input valid count 302 also provides the mechanism for holding off the search processing when the offsets of successive search windows do not allow continuous processing of data.

The searcher operates in either an idle state, a sync state, or an active state. Searcher sequencing control 350 maintains the current state. Integrated search processor 128 initializes to the idle state when a reset is applied to channel element modem 110. During the idle state, all counters and accumulators in search control block 166 load their associated search parameters as presented above. Once channel element microprocessor 136 commands the searching process to begin a continuous or a single step search via the control word, integrated search processor 128 moves to the sync state.

In the sync state, the searcher is always waiting for an offset Walsh symbol boundary. If the data in antenna sample buffer 172 isn't valid yet, or if the power control group alignment bit is set and the Walsh symbol is not a power control group boundary, then integrated search processor 128 remains in the sync state until the proper conditions are met on a subsequent offset Walsh symbol boundary. With a properly enabled offset Walsh symbol, the searcher can move to the active state.

Integrated search processor 128 stays in the active state until it has processed a search rake, at which time it normally returns to the sync state. If integrated search processor 128 is in single step mode, it can go from the active state to the idle state after completing the last rake element for the final Walsh symbol accumulation for the last search rake in the search window. Integrated search processor 128 then waits for channel element microprocessor 136 to initiate another search. If instead, integrated search processor 128 is in continuous mode then at this point it loads the new search parameter set and returns to the sync state to await the offset Walsh symbol at the initial offset to be processed in the new search. The active state is the only state in which the antenna data samples are processed. In the idle or sync states the searcher simply keeps track of time with system time count 342 and continues to write into the PN sequence buffer 176 and antenna sample buffer 172 so that when the searcher does move to the active state these buffers are ready to be used.

Figure 14 is an enlarged view of the first Walsh symbol accumulation of the second search rake in a search window such as search rake 196 shown in Figure 9. The third Walsh symbol as referenced to the zero offset reference

system time clock is shown divided into thirty-two time slices. Searcher state 372 changes from sync to active with the offset Walsh symbol boundary indication signals that antenna sample buffer 172 ready with valid samples to process at that offset. During the next available time slice, the first rake element of the search rake is processed. The searcher continues to use each time slice to process a rake element as indicated by an "S" in time slices 374 unless demod front end 122 uses the FHT processor engine 120 as indicated by an "D" in time slices 374. The searcher finishes processing every rake element in the rake and returns to the sync state before the next offset Walsh symbol boundary. Also shown is search rake count state 362 being incremented during the active state until it reaches the terminal state, indicating the complete search rake has been processed. Offset count state 364 is shown being incremented between each time slice corresponding to a rake element, so that it may be used to derive the sample buffer offset read address during the time slice. Offset count state 364 is pipelined delayed to produce offset count for Intermediate result register 164. The offset count 368 is incremented on the final Walsh symbol accumulation 370 pass.

Thus, a single integrated searcher processor, by buffering antenna samples and utilizing a time sliced transform processor, can independently sequence through a search as configured by a search parameter set, analyze the results and present a summary report of the best paths to use for demodulation element reassignment. This reduces the searcher related workload of the microprocessor so that a less expensive microprocessor can be used, and also reduces the direct IC costs by allowing a complete channel element modem on a single IC.

The general principles described herein can be used in systems using alternative transmission schemes. The discussion above was based on the reception of a reverse link signal where no pilot signal is available. On the forward link of the preferred embodiment, the base station transmits a pilot signal. The pilot signal is a signal having known data thus the FHT process used to determine which data was transmitted is not necessary. In order to embody the present invention, a integrated search processor for receiving a signal comprising a pilot signal would not contain the FHT processor or maximum detection function. For example FHT processor engine 120 and max detect 160 blocks of Figure 5 could be replaced with simple accumulator 125 as shown in Figure 15. The searching operation when a pilot signal is available is analogous to an acquisition mode access channel search operation as described above.

There are many configurations for spread spectrum multiple access communication systems not specifically described herein but with which the present invention is applicable. For example, other encoding and decoding means could be used instead of the Walsh encoding and FHT decoding.

- 5 The previous description of the preferred embodiments is provided to enable any person skilled in the art to make or use the present invention. The various modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without the use of the inventive faculty.
- 10 Thus, the present invention is not intended to be limited to the embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

WE CLAIM:

CLAIMS

1. An integrated search processor receiving a signal comprised of a group of spread spectrum modulated call signals sharing a common frequency band, said integrated search processor comprising:
- a sample buffer for storing a limited number of data samples of said group of spread spectrum modulated call signals wherein each of said spread spectrum modulated call signals comprises a series of bits encoded in groups of a fixed length into a series of symbols having a transmission rate and wherein said data samples are stored at a rate corresponding to said transmission rate;
 - a PN sequence buffer for storing a limited number of PN sequence data chips wherein said PN sequence data chips correspond to a PN sequence used to modulate at least one call signal in said group of spread spectrum modulated call signals;
 - a despreader for correlating a portion of said data samples of said group of spread spectrum call signals stored in said sample buffer with a portion of said PN sequence data chips stored in said PN sequence buffer and for producing a correlated output corresponding to a single symbol; and
 - a transform engine for decoding said correlated output to produce an estimate of said series of bits wherein said transform engine decodes said correlated output at a rate higher than said transmission rate.

2. The integrated search processor of claim 1, wherein said sample buffer is capable of storing two symbols worth of said data samples and wherein said PN sequence buffer is capable of storing four symbols worth of said PN sequence data chips.

3. The integrated search processor of claim 1, wherein each symbol in said series of symbols is comprised of a series of code bits and wherein, in said at least one call signal, each of said code bits is modulated by a plurality of said PN sequence data chips and wherein said limited number of data samples stored in said sample buffer are stored such that two of said data samples are stored for each of said PN sequence data chips.

4. The integrated search processor of claim 1, wherein said estimate of said series of bits comprises a probability corresponding to each possible value of said groups of said fixed length, further comprising a maximum detector for receiving said estimate and providing a soft decision

2 output value indicative of a maximum energy level of said correlated
2 output.

5. The integrated search processor of claim 1, wherein said rate at
2 which said transform engine decodes said correlated output is 32 times
higher than said transmission rate.

6. The integrated search processor of claim 1 further comprising a
2 demodulation element for producing despread call data wherein said
transform engine decodes said despread call data.

7. The integrated search processor of claim 1 wherein said series
2 of bits are Walsh encoded in said groups of said fixed length.

8. The integrated search processor of claim 7 wherein said
2 transform engine is a fast Hadamard transformer.

9. The integrated search processor of claim 4 further comprising
2 an accumulator for summing successive ones of said soft decision output
values.

10. The integrated search processor of claim 1 further comprising a
2 search controller for providing signaling information.

11. The integrated search processor of claim 9 wherein a plurality
2 of said series of symbols are grouped into a power control group wherein
each symbol in said power control group has a common transmitted power
4 level.

12. The integrated search processor of claim 11 wherein said
2 accumulator sums said soft decision output values corresponding to
symbols having a common power control group.

13. The integrated search processor of claim 1 wherein said
2 despreader produces said correlated output at said rate higher than said
transmission rate and wherein each of said correlated outputs corresponds
4 to a time delay offset from a zero offset reference time

14. The integrated search processor of claim 10 wherein said
2 sample buffer is comprised of an even and an odd sample buffer wherein if
the previous data sample is stored in said even sample buffer then the
4 subsequent data sample is stored in said odd sample buffer and if the
previous data sample is stored in said odd sample buffer then the
6 subsequent data sample is stored in said even sample buffer.

15. The integrated search processor of claim 1 wherein each symbol
2 in said series of symbols is comprised of a series of code bits and wherein, in
said at least one call signal, each of said code bits is modulated by four of said
4 PN sequence data chips and wherein said limited number of data samples
stored in said sample buffer are stored such that two of said data samples are
6 stored for each of said PN sequence data chips, and wherein each sample is
four bits.

16. A method of receiving a signal comprised of a group of spread
2 spectrum call signals sharing a common frequency band in a modem
operating under control of a modem microprocessor, and isolating one of
4 said call signals from among said group to determine a call signal strength at
a path delay time offset from a zero offset reference time, said method
6 comprising the steps of:

- 8 storing PN sequence data bits in a PN sequence buffer;
- 8 storing a first received set of call signal samples in a sample buffer
having a limited size;
- 10 despreading a first fixed length set of said call signal samples from said
sample buffer corresponding to a first path delay time with a first set of PN
12 sequence data bits from said PN sequence buffer to produce a first despread
output;
- 14 storing a second received set of call signal samples in said sample
buffer; and
- 16 despreading a second fixed length set of call signal samples from said
sample buffer corresponding to a second path delay time with said first set of
18 PN sequence data bits from said PN sequence buffer to produce a second
despread output;
- 20 wherein said second fixed length set of call signal samples comprises a
large number of the same call signal samples as said first fixed length set of
22 call signal samples and wherein the length of said first and second received
set of call signal samples is a fraction the fixed length of said first and second
24 fixed length set of call signal samples.

17. The method of claim 16 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals wherein the step of
despreading said first fixed length set of call signal samples from said sample
4 buffer is conditioned upon there being a sufficient number of valid call
signal samples available in said sample buffer to evaluate said signal
6 strength at said first path delay time.

18. The method of claim 16 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals further comprising the
step of selecting an antenna from a plurality of available antennas to supply
4 said call signal samples.

19. The method of claim 16 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals further comprising the
steps of:

4 storing a third received set of call signal samples in said sample buffer;
despreading a third fixed length set of call signal samples from said
6 sample buffer corresponding to a third path delay time with a second set of
PN sequence data bits from said PN sequence buffer to produce a third
8 despread output;

storing a fourth received set of call signal samples in said sample
10 buffer; and

despreading a fourth fixed length set of call signal samples from said
12 sample buffer corresponding to a fourth path delay time with said second set
of PN sequence data bits from said PN sequence buffer to produce a fourth
14 despread output;

wherein said fourth fixed length set of call signal samples comprises a
16 large number of the same call signal samples as said third fixed length set of
call signal samples and wherein the length of said third and fourth received
18 set of call signal samples is a fraction of the fixed length of said first and
second fixed length set of call signal samples.

20. The method of claim 19 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals further comprising the
steps of:

4 determining a first call signal strength corresponding to said first
despread output;

- 6 determining a second call signal strength corresponding to said
second despread output;
8 determining a third call signal strength corresponding to said third
despread output; and
10 determining a fourth call signal strength corresponding to said fourth
despread output.

21. The method of claim 20 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals further comprising the
steps of:
4 summing said first call signal strength and said third call signal
strength; and
6 summing said second call signal strength and said fourth call signal
strength;
8 wherein said first path delay time is the same as said third path delay
time and wherein said second path delay time is the same as said fourth
10 path delay time.

22. The method of claim 21 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals further comprising the
step of providing a largest summed result to said modem microprocessor.

23. The method of claim 20 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals wherein said step of
determining said first call signal strength comprises the step of decoding said
4 first despread output using a fast Hadamard transform to produce soft
decision data.

24. The method of claim 16 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals wherein each of said
spread spectrum modulated call signals comprises a series of bits encoded in
4 groups of a fixed length into a series of symbols comprised of a series of code
bits.

25. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals wherein said series of bits
is Walsh encoded and said series of symbols are Walsh symbols.

26. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals wherein each of said code
bits of said one isolated call signal are modulated by a plurality of said PN
4 sequence data bits.

27. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals wherein each of said code
bits of said one isolated call signal are modulated by four of said PN sequence
4 data bits.

28. The method of claim 27 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals wherein two call signal
samples are stored in said sample buffer for each PN sequence data bits.

29. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals wherein said limited size
of said sample buffer corresponds to two symbols worth of data samples.

30. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals wherein said PN sequence
data buffer is capable of storing four symbols worth of PN sequence data bits.

31. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals wherein first fixed length
set of call signal samples corresponds to one symbols worth of data.

32. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals wherein first receive set of
call signal samples corresponds to 1/32 of a symbol.

33. The method of claim 16 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals wherein said in step of
storing said first and second receive set of call signal samples, said first and
4 second receive set of call signal samples are stored at the same rate at which
call signal samples are transmitted.

34. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals wherein a series of said

4 symbols are grouped together in a power control group wherein each symbol
in a common power control group is transmitted at a fixed power level.

35. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said
2 call signals from among said group of call signals further comprising the
steps of:

4 despreading a third fixed length set of call signal samples from said
sample buffer corresponding to a third path delay time with a second set of
6 PN sequence data bits from said PN sequence buffer to produce a third
despread output;

8 despreading a fourth fixed length set of call signal samples from said
sample buffer corresponding to a fourth path delay time with said second set
10 of PN sequence data bits from said PN sequence buffer to produce a fourth
despread output;

12 wherein said fourth fixed length set of call signal samples comprises a
large number of the same call signal samples as said third fixed length set of
14 call signal samples;

determining a first call signal strength corresponding to said first
16 despread output;

determining a second call signal strength corresponding to said
18 second despread output;

determining a third call signal strength corresponding to said third
20 despread output;

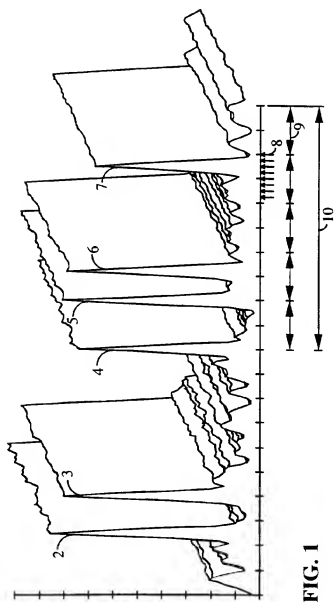
determining a fourth call signal strength corresponding to said fourth
22 despread output.

summing said first call signal strength and said third call signal
24 strength; and

summing said second call signal strength and said fourth call signal
26 strength;

wherein said first path delay time is the same as said third path delay
28 time and wherein said second path delay time is the same as said fourth
path delay time and wherein said first fixed length set of call signal samples
30 and third fixed length set of call signal samples correspond to a common
power control group.

1/15



2/15

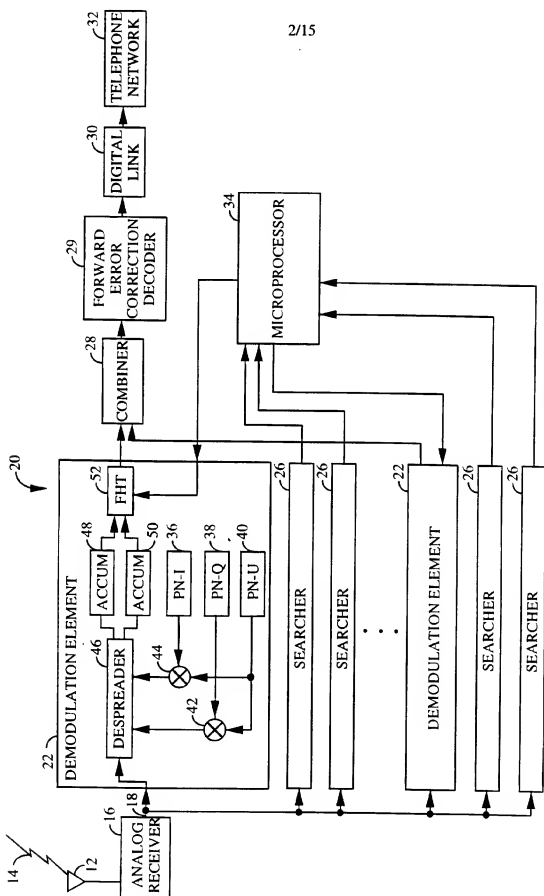


FIG. 2

3/15

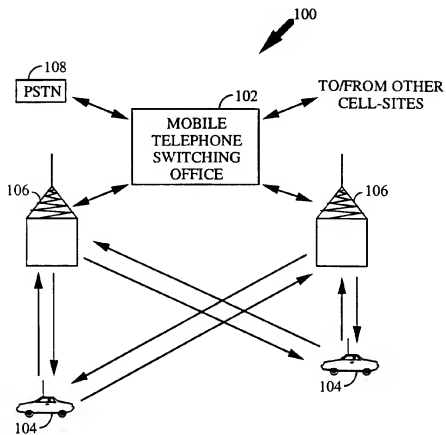


FIG. 3

4/15

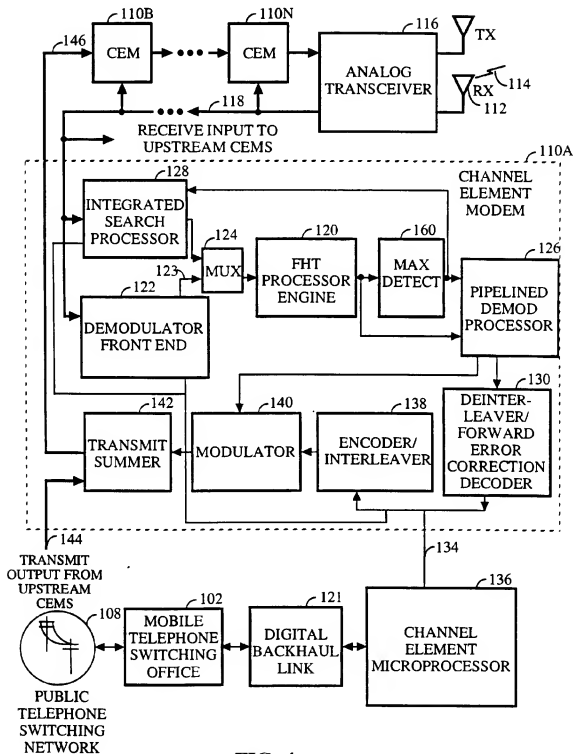
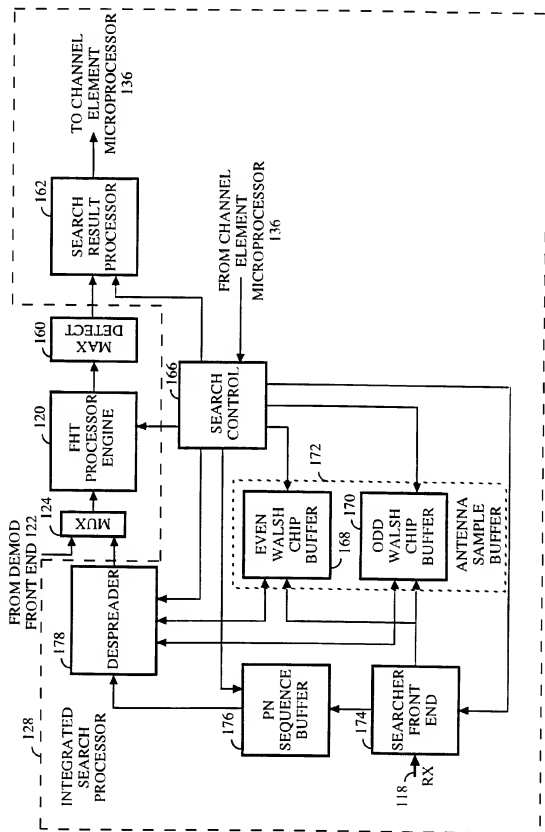


FIG. 4

5/15



6/15

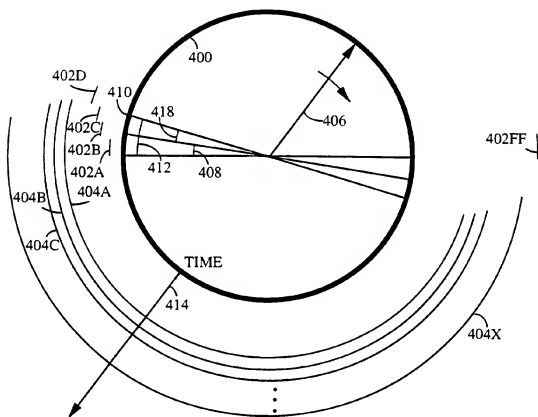
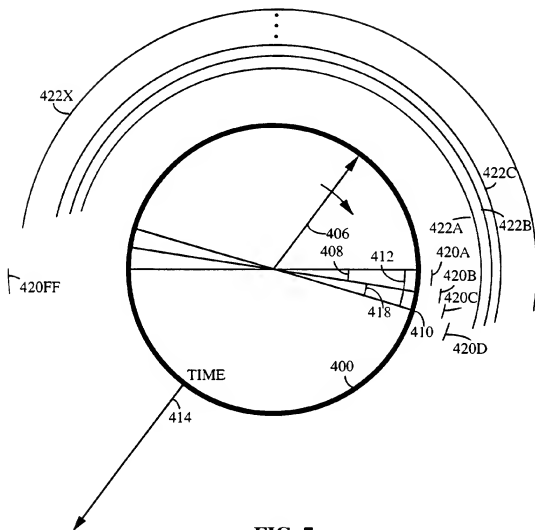


FIG. 6

7/15



8/15

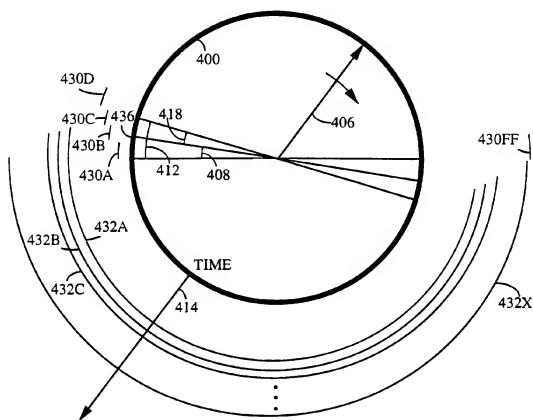


FIG. 8

9/15

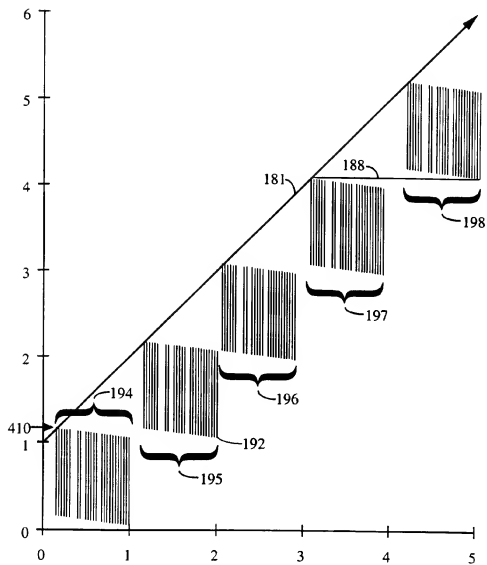
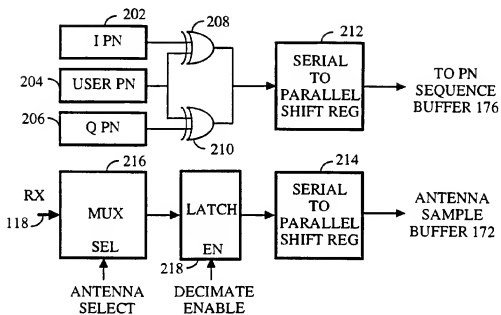


FIG. 9

10/15



174

FIG. 10

11/15

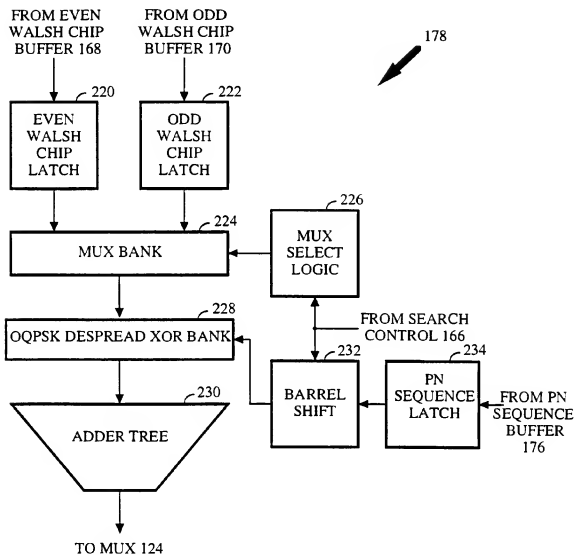


FIG. 11

12/15

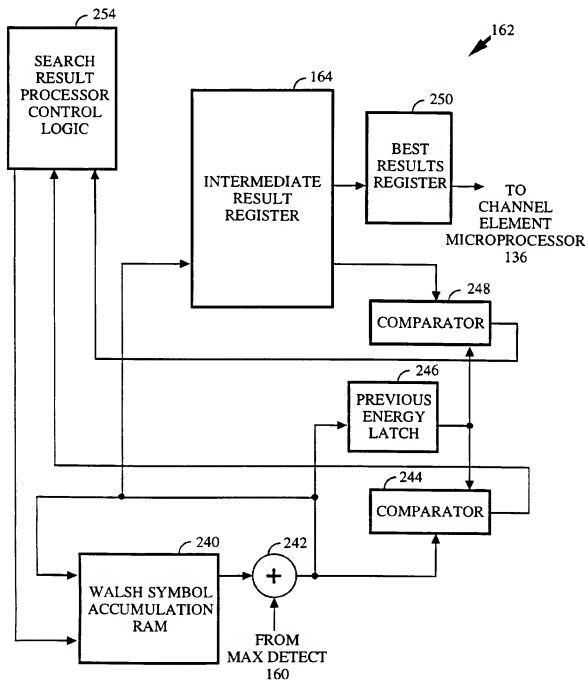


FIG. 12

13/15

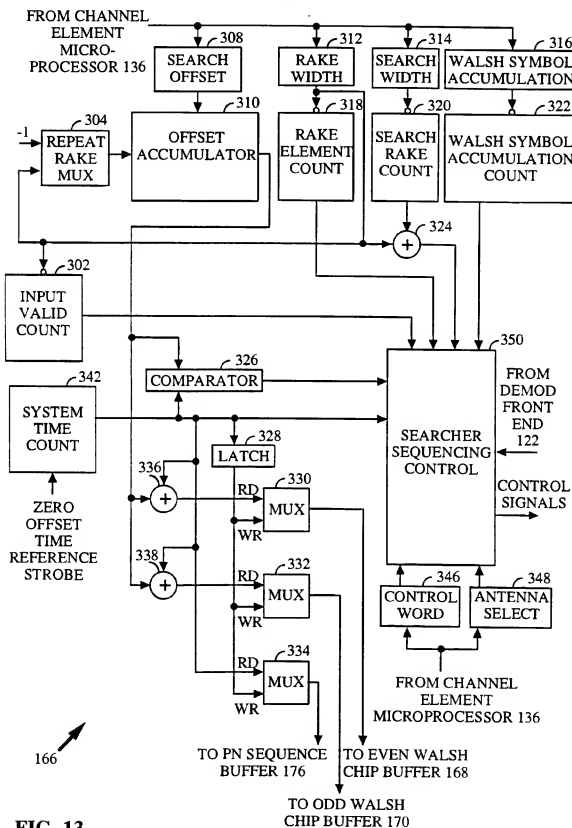
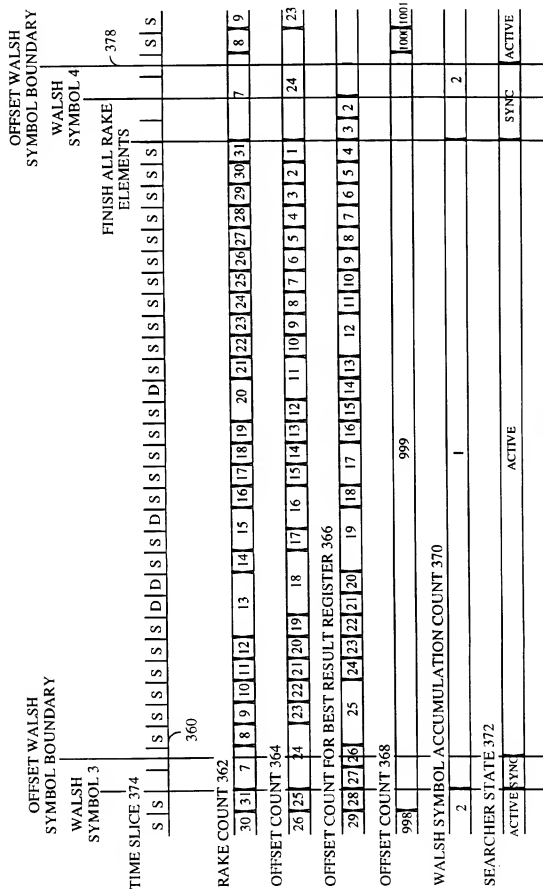


FIG. 13



15/15

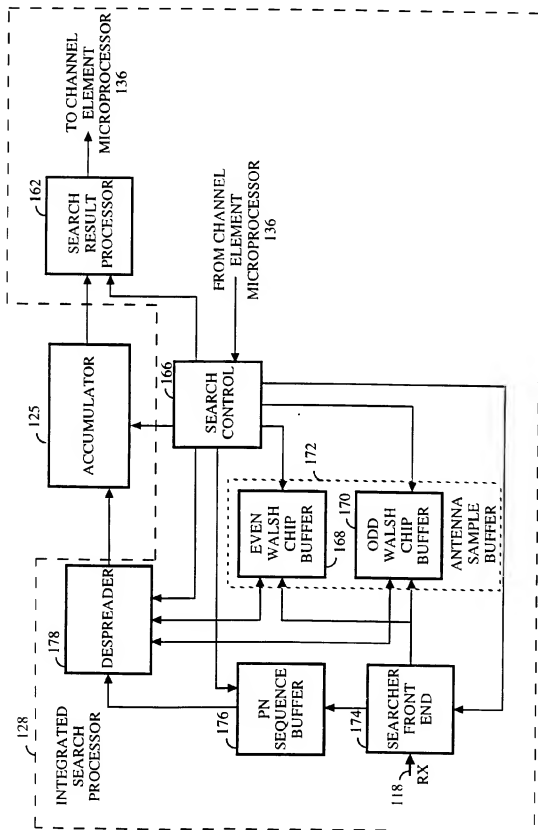


FIG. 15

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

 Internat. Application No.
PCT/US 95/12390

 A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 6 H04B7/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

 Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 6 H04B H04J G06F

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO,A,91 07036 (QUALCOMM INC) 16 May 1991 cited in the application see page 21, line 17 - page 23, line 33; figure 3 ---	1,7,8, 10,16, 18,23,25
A	US,A,5 329 549 (KAWASAKI KENICHIRO) 12 July 1994 see abstract see column 5, line 32 - line 37 see column 5, line 60 - column 7, line 19; figure 1 ---	1,2,5, 16,29, 32,33
	---	-/--

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
 "E" earlier document but published on or after the international filing date
 "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
 "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
 "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
 "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
 "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
 "A" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

28 February 1996

Date of mailing of the international search report

02 02 96

Name and mailing address of the ISA

 European Patent Office, P.B. 3818 Patentlaan 2
 NL - 2280 HV Rijswijk
 Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
 Fax (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Bossen, M

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Internat. Application No.
PCT/US 95/12390

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US,A,4 164 628 (REILLY ROBERT A ET AL) 14 August 1979 see column 2, line 4 - line 24 see column 3, line 64 - column 4, line 60; figure 3A -----	1,2,5. 16,29. 32,33

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Internat. Application No.
PCT/US 95/12390

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO-A-9107036	16-05-91	US-A- 5109390	28-04-92
		AU-B- 649987	09-06-94
		AU-B- 6874891	31-05-91
		CA-A- 2072876	08-05-91
		CN-A- 1061311	20-05-92
		EP-A- 0500761	02-09-92
		IL-A- 96220	12-04-94
		JP-T- 4502844	21-05-92

US-A-5329549	12-07-94	JP-A- 6059012	04-03-94

US-A-4164628	14-08-79	DE-A- 2824444	14-12-78
		GB-A- 1560474	06-02-80



RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(19) **RU** (11) **2 015 281** (13) **C1**
(51) Int. Cl.⁵ **E 05 B 35/02, 67/22**

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 5062685/12, 22.09.1992

(46) Date of publication: 30.06.1994

(71) Applicant:
KONDRASHOV BORIS MIKHAILOVICH

(72) Inventor: **KONDRASHOV BORIS
MIKHAILOVICH**

(73) Proprietor:
KONDRASHOV BORIS MIKHAILOVICH

(54) **LOCKING DEVICE**

(57) Abstract.

FIELD: locking devices. SUBSTANCE: locking device has frame, including two sections separated by window. Installed in frame are inserts with central hole for ear and channels. Installed in channels are spring-loaded locking pins. Plate with dowels of different height and shape serves

as means for control of pins. Dowels press out locking pins, their radial recesses are arranged in zone of central opening for ear which at this moment is introduced in inserts. Control plate is retracted, springs press out locking pins which enter ear grooves. Locking device is closed. EFFECT: higher efficiency. 8 cl., 7 dwg

RU 2 015 281 C1

RU 2 015 281 C1



(19) RU⁽¹¹⁾ 2 015 281⁽¹³⁾ C1
(51) МПК⁵ E 05 B 35/02, 67/22

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(21), (22) Заявка: 5062685/12, 22.09.1992

(46) Дата публикации: 30.06.1994

(56) Ссылки: Патент Германии N 373712, кл. E 05B 35/02, опублик.1923.

(71) Заявитель:
Кондрашов Борис Михайлович

(72) Изобретатель: Кондрашов Борис Михайлович

(73) Патентообладатель:
Кондрашов Борис Михайлович

(54) ЗАПОРНОЕ УСТРОЙСТВО

(57) Реферат:

Изобретение относится к запирающим устройствам и может быть использовано в качестве накладного или висячего замка. Сущность: запорное устройство содержит каркас, состоящий из двух секций, разделенных окном. В каркасе установлены вставки с центральным отверстием под дужку и каналами. В каналах установлены подпружиненные запирающие штифты. Средство управления штифтами

представляет собой пластину со штырями, различной высоты и формы. Штыри отжимают запирающие штифты, их радиальные проточки размещаются в зоне центрального отверстия под дужку, которая в это время вводится во вставку. Пластина средства управления убирается, пружины отжимают запирающие штифты, которые заходят в пазы дужки. Запорное устройство закрыто. 7 з.п.ф-лы, 7 ил.

RU 2 015 281 C1

RU 2 015 281 C1



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 015 281** ⁽¹³⁾ **C1**
(51) Int. Cl. ⁵ **E 05 B 35/02, 67/22**

RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 5062685/12, 22.09.1992

(46) Date of publication: 30.06.1994

(71) Applicant:
KONDRASHOV BORIS MIKHAJLOVICH

(72) Inventor: KONDRASHOV BORIS
MIKHAJLOVICH

(73) Proprietor:
KONDRASHOV BORIS MIKHAJLOVICH

(54) **LOCKING DEVICE**

(57) Abstract:

FIELD: locking devices. SUBSTANCE: locking device has frame, including two sections separated by window. Installed in frame are inserts with central hole for ear and channels. Installed in channels are spring-loaded locking pins. Plate with dowels of different height and shape serves

as means for control of pins. Dowels press out locking pins, their radial recesses are arranged in zone of central opening for ear which at this moment is introduced in inserts. Control plate is retracted, springs press out locking pins which enter ear grooves. Locking device is closed. EFFECT: higher efficiency. 8 cl, 7 dwg

RU 2 0 1 5 2 8 1 C 1

RU 2 0 1 5 2 8 1 C 1

Изобретение относится к запирающим устройствам и может быть использовано в качестве накладного или висячего замка.

Известно запорное устройство, содержащее каркас, имеющий окно под дверные проушины и отверстие под дужку, представляющую собой стержень, на противоположных концах которого выполнены пазы, каналы, сообщающиеся с отверстием под дужку, запирающий узел, состоящий по меньшей мере из двух подпружиненных запорных штифтов, установленных в каналах с возможностью захода в пазы дужки, и средство управления штифтами.

Известное устройство обладает невысокой секретностью и недостаточно технологично.

Новым техническим результатом является повышение секретности, упрощение сборки и повышение технологичности устройства.

Указанный технический результат достигается тем, что в запорном устройстве, содержащем каркас, имеющий окно под дверные проушины и отверстие под дужку, представляющую собой стержень, на противоположных концах которого выполнены пазы, каналы, сообщающиеся с отверстием под дужку, запирающий узел, состоящий, по меньшей мере из двух подпружиненных запорных штифтов, установленных в каналах с возможностью захода в пазы дужки, и средство управления штифтами, имеется по меньшей мере одна вставка, размещенная в полости каркаса и имеющая отверстие под стержень дужки, соосное соответствующему отверстию каркаса, каналы под штифты выполнены во вставке таким образом, что запорные штифты взаимодействуют со стержнем своей боковой поверхностью, при этом каждый из штифтов имеет по меньшей мере одну радиальную проточку, выполненную с возможностью размещения ее в зоне отверстия под стержень дужки в открытом положении устройства. Вставка закреплена в корпусе посредством пластины с отверстиями, соосными каналам, и выполнена из капрона. Дужка выполнена с лыской, взаимодействующей с установленным в каркасе упором. Средство управления штифтами представляет собой пластину со штырями различной высоты и формы, может быть выполнено из двух половин. Запорное устройство включает в себя дополнительное средство управления запирающими штифтами.

На фиг. 1 изображено запорное устройство, продольный разрез; на фиг. 2 - разрез А-А на фиг. 1; на фиг. 3 - разрез В-В на фиг. 1; на фиг. 4 - разрез В-В на фиг. 1; на фиг. 5 - разрез Г-Г на фиг. 1; на фиг. 6 - противоположное устройство транспортного средства, вид сверху; фиг. 7 - то же устройство, вид сбоку.

Запорное устройство включает в себя каркас 1, представляющий собой два секции 2, 3, разделенные между собой окном 4 в одной из боковых стенок каркаса 1. В каркасе установлены две вставки 5, выполненные из полимерного материала, например капрона. Вставки 5 могут быть выполнены из металла, пластмассы или другого подходящего для этой цели материала. Вставка 5 может быть только одна, тогда второй конец дужки 8 упирается в торцовую стенку каркаса 1 или фиксируется в нем. На противоположных

боковых стенках каждой из вставок выполнены каналы 6, а по центру - отверстие 7 для дужки 8, при этом оси каналов 6 и отверстия 7 перпендикулярны между собой. Каналы в поперечном сечении могут быть квадратом, прямоугольником, многоугольником или овалом. В каналах 6 размещено запирающее средство - пружины 9 и взаимодействующие с ними запирающие штифты 10, поперечное сечение которых соответствует поперечному сечению каналов 6. Упомянутая форма каналов обеспечивает фиксацию запирающих штифтов 10 в каналах 6 без заполнительных деталей. На каждом запирающем штифте 10 со стороны, контактирующей с дужкой 8, выполнено по радиальной проточке 11.

Вставки 5 удерживаются в полости секций 2, 3 корпуса при помощи пластины 12 с соосными каналами 6 отверстиями (на фиг. 19 не показаны) для прохода штырей 13 средства управления запирающими штифтами 10 - ключа 14.

Для удержания дужки 8 в корпусе запорного устройства в открытом его состоянии на дужке выполнена лыска 15, а в каркасе 1 закреплена шпонка - упор 16. Лыска 15 обеспечивает дужке 8 устойчивое положение, предотвращает ее вращение. На дужке 8 выполнены пазы 17, в которые в закрытом положении входят запирающие штифты 10. На свободном конце дужки может быть выполнено рифление, может быть нанесена насечка или иной конец может быть выполнен любой формы, удобной для удержания.

Ключ 14 представляет собой пластину, на которой перпендикулярно к ней закреплены штифты. Для повышения секретности эти штифты могут быть различной высоты и геометрической формы, что служит своеобразным шифром запорного устройства.

Возможны модификации запорного устройства, когда на каждом запирающем штифте выполнено по две проточки. Для открывания такого запорного устройства необходимо два ключа. Один из них ключ-мастер, который открывает серию запорных устройств. Например, завод-изготовитель отправляет серию контейнеров с готовой продукцией. Каждое запорное устройство на отдельном контейнере закрыто своим ключом, но получатель, например база, может открыть серию запорных устройств на контейнерах одним ключом. Ключ можно выполнить из двух половин, которые могут находиться у различных людей. При наличии двух половин 18, 19 с ключами 20 и проушинами 21 запорное устройство может выполнять функцию противоугонного средства.

Устройство работает следующим образом. Для запирания запирающего устройства проушины 21 вставляют в окно 4 каркаса 1, штиры 13 ключа 14 входят в каналы 6 и отжимают запирающие штифты 10. Радиальная проточка 11 каждого запирающего штифта 10 размещается в зоне отверстия 7 вставки 5 (т.е. напротив дужки 8), при этом запирающие штифты 10 не мешают проходу дужки 8 внутрь вставок 5. Ключ 14 убирают, пружины 9 отжимают запирающие штифты 10, которые, перемещаясь по каналу 6 в крайнее положение, входят в пазы 17 дужки 8. Запорное устройство закрыто. Для

блокировки руля и тормоза транспортного средства скобы 18, 19 крючками 20 надевают одну на руль, другую на педаль. Затем дужку В запорного устройства вставляют в проушины 21 и запорное устройство закрывается. В зависимости от расстояния между рулем и педалью устройство надевают на ту или иную проушину.

В запорном устройстве дужка представляет собой прямой стержень и располагается в теле замка, из которого выступает небольшой участок. При таком расположении к дужке и дверным проушинам практически невозможно подобраться, что затрудняет взлом замка.

На одной из поверхностей дужки выполнена лыска, взаимодействующая со шпонкой в каркасе, которая препятствует выводу второго конца дужки из корпуса запорного устройства.

Отверстие под дужку расположено сбоку, что затрудняет попадание влаги внутрь запорного устройства.

Запорное устройство многофункционально: при незначительных изменениях в конструкции его можно использовать какarezной замок, задвижку и противовзломное устройство для блокировки рулевого управления и педалей транспортных средств.

Запорное устройство лаконично по форме, на его ровной наружной поверхности, закрывающей дверные проушины, можно выполнить объемное или плоскостное изображение и тогда запорное устройство может быть элементом декора.

Выполнение вставок из полимерного материала исключает операцию смазки запирающих штифтов и каналов.

Конструкция замка технологична, так как все три детали замка - каркас, вставка, пластина - можно изготовить литьем и штамповкой, а дужку и штиры отрубить из калиброванного прутка. Для изготовления замка необходимо минимальное количество операций механической обработки - фрезерование пазов и лыски на дужке и сверление проточек на запирающих штифтах. Все это обуславливает низкую себестоимость запорного устройства при массовом производстве.

Запорное устройство обладает повышенной секретностью, так как возможно практически неограниченное число комбинаций сочетаний высот штырей ключа и их формы. Более того ключ можно выполнить из двух половин. Для большей надежности эти две половины могут находиться в различных местах или у различных людей.

При наличии на каждом запирающем штифте по две проточки и наличии двух ключей для каждого замка возможно открыть одним ключом (так называемым ключом-мастером) несколько замков, например партию контейнеров или несколько помещений одного склада.

Формула изобретения:

1. ЗАПОРНОЕ УСТРОЙСТВО, содержащее каркас, имеющий окно под дверные проушины и отверстие под дужку, представляющую собой стержень, на противоположных концах которого выполнены пазы, каналы, сообщающиеся с отверстием под дужку, запирающий узел, состоящий по меньшей мере из двух подпружиненных запорных штифтов, установленных в каналах с возможностью захода в пазы дужки, и средство управления штифтами, отличающееся тем, что оно снабжено по меньшей мере одной вставкой, размещенной в полости каркаса и имеющей отверстие под стержень дужки, соосное соответствующему отверстию каркаса, каналы под штифты выполнены в вставке так, что запорные штифты взаимодействуют со стержнем сасей боковой поверхностью, при этом каждый из штифтов имеет по меньшей мере одну радиальную проточку, выполненную с возможностью размещения ее в зоне отверстия под стержень дужки в открытом положении устройства.

2. Устройство по п.1, отличающееся тем, что средство управления штифтами представляет собой пластину со штырями.

3. Устройство по п.1, отличающееся тем, что вставка закреплена в каркасе посредством расположенной перпендикулярно вставке и соединенной с боковыми стенками каркаса пластины с отверстиями, соосными каналам вставки под штифты, для прохода штырей средства управления.

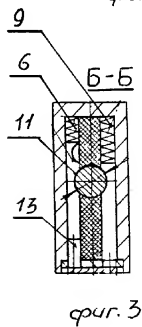
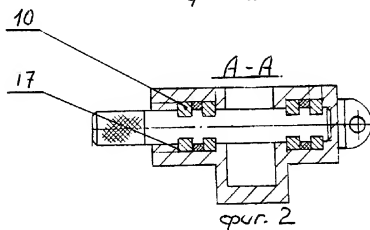
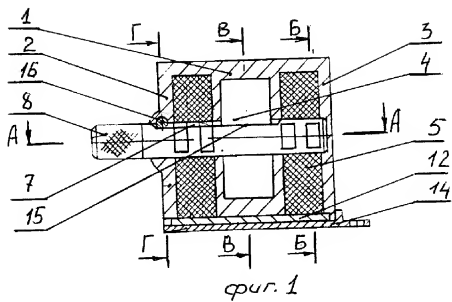
4. Устройство по пп.1 и 3, отличающееся тем, что вставка выполнена из полимерного материала, например картона.

5. Устройство по п.2, отличающееся тем, что штиры выполнены различной высоты.

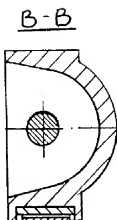
6. Устройство по п.2, отличающееся тем, что штиры выполнены различной геометрической формы.

7. Устройство по п.2, отличающееся тем, что пластина средства управления выполнена составной из двух половин с возможностью разъема.

8. Устройство по п.1, отличающееся тем, что оно снабжено дополнительным средством управления штифтами.



RU 2015281 C1



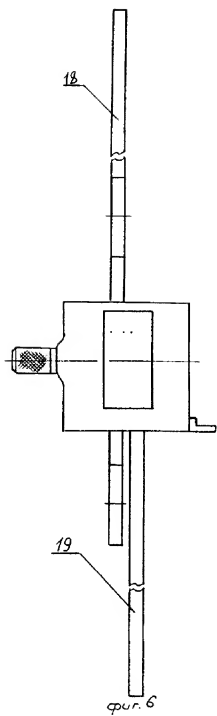
фиг. 4
Г-Г



фиг. 5

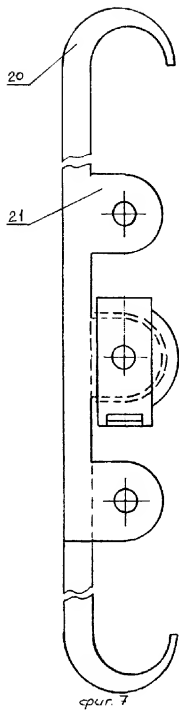
RU 2015281 C1

RU 2015281 C1



RU 2015281 C1

RU 2015281 C1



RU 2015281 C1



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 141 168** ⁽¹³⁾ **C1**
 (51) Int Cl ⁶ **H 04 B 7/02**

RUSSIAN AGENCY
 FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 97108171/09, 16.05.1997

(24) Effective date for property rights: 16.05.1997

(30) Priority: 17.05.1996 GB 9610428.6
 17.05.1996 GB 9610357.7

(46) Date of publication: 10.11.1999

(98) Mail address:
 129010, Moskva, B. Spasskaja, 25, str.3,
 Sojuzpatent, Emel'janovu E.I.

(71) Applicant:
Motorola Limited (GB)

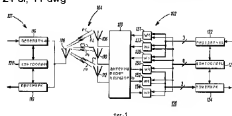
(72) Inventor: **Nikolas Uinnett (GB)**

(73) Proprietor:
Motorola Limited (GB)

(54) **DEVICE AND METHOD FOR WEIGHTING SIGNALS IN RADIO TRANSMISSION PATH**

(57) Abstract:
 FIELD radio engineering, communication equipment. SUBSTANCE receiving device receives reference signal which is transmitted through at least one antenna of transmitting device antenna array, calculates weight which is related to at least one antenna and transmits weight information to transmitting device. Said transmitting device corrects weight, which is related to said at least one antenna, according to weight information which is

received from receiving device. EFFECT: increased precision of established weights. 24 cl, 11 dwg



RU 2 141 168 C1

RU 2 141 168 C1



(19) **RU** (11) **2 141 168** (13) **C1**
(51) **МПК⁶** **H 04 B 7/02**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(21), (22) Заявка 97108171/09, 16.05.1997

(24) Дата начала действия патента: 16.05.1997

(30) Приоритет: 17.05.1996 GB 9610428.6
17.05.1996 GB 9610357.7

(46) Дата публикации: 10.11.1999

(56) Ссылки. US 5412414 A, 02.05.94. US 3717814 A, 20.03.73. US 5294934, A 15.05.94. SU 634217. A 25.11.78.

(98) Адрес для переписки.
129010, Москва, Б.Спасская, 25, стр.3.
Союзпатент. Емельянову Е.И.

(71) Заявитель:

Моторола Лимитед (GB)

(72) Изобретатель: Николас Уиннетт (GB)

(73) Патентообладатель:

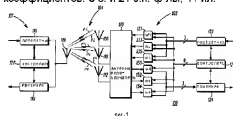
Моторола Лимитед (GB)

(54) УСТРОЙСТВО И СПОСОБ ДЛЯ ВЗВЕШИВАНИЯ СИГНАЛОВ НА ТРАКТЕ РАДИОПЕРЕДАЧИ
(ВАРИАНТЫ)

(57) Реферат

Примем средство связи принимает опорный сигнал, передаваемый через по меньшей мере одну из антенн антенной решетки передающего средства связи. Приемное средство связи определяет весовой коэффициент, связанный по меньшей мере с одной из антенн, и передает весовую информацию на передающее средство связи. Передающее средство связи корректирует весовой коэффициент, связанный с упомянутой по меньшей мере одной из антенн в соответствии с весовой информацией.

Технический результат заключается в повышении точности установки весовых коэффициентов. 3 с. и 21 з.п. ф-лы, 11 ил.



RU 2141168 C1

RU 2141168 C1



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 141 168** ⁽¹³⁾ **C1**
 (51) Int Cl ⁶ **H 04 B 7/02**

RUSSIAN AGENCY
 FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 97108171/09, 16.05.1997

(24) Effective date for property rights: 16.05.1997

(30) Priority: 17.05.1996 GB 9610428.6
 17.05.1996 GB 9610357.7

(46) Date of publication: 10.11.1999

(98) Mail address:
 129010, Moskva, B. Spasskaja, 25, str.3,
 Sojuzpatent, Emel'janovu E.I.

(71) Applicant:
Motorola Limited (GB)

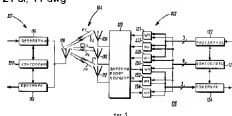
(72) Inventor: **Nikolas Uinnett (GB)**

(73) Proprietor:
Motorola Limited (GB)

(54) **DEVICE AND METHOD FOR WEIGHTING SIGNALS IN RADIO TRANSMISSION PATH**

(57) Abstract:
 FIELD radio engineering, communication equipment. SUBSTANCE receiving device receives reference signal which is transmitted through at least one antenna of transmitting device antenna array, calculates weight which is related to at least one antenna and transmits weight information to transmitting device. Said transmitting device corrects weight, which is related to said at least one antenna, according to weight information which is

received from receiving device. EFFECT: increased precision of established weights. 24 cl, 11 dwg



RU 2 141 168 C1

RU 2 141 168 C1

Изобретение относится к антенным решеткам.

Антенные решетки содержат несколько антенн для передачи радиочастотных сигналов по беспроводным линиям связи. Эксплуатационные характеристики антенных решеток выше эксплуатационных характеристик одной антенны, так как они обеспечивают лучшую диаграмму направленности для зоны обслуживания.

Но даже при улучшении диаграммы направленности за счет использования антенной решетки сигналы, передаваемые между средствами радиосвязи, подвержены воздействию помех. Строения, возвышенности и другие объекты вызывают многолучевое распространение волн, а средства связи и источники энергии порождают шум, что приводит к ошибкам в сигналах, передаваемых между средствами связи.

Для уменьшения таких ошибок были разработаны технологии, направленные на оптимизацию тракта радиоприема в средстве связи, использующем антенную решетку. Путем изменения весового коэффициента сигналов, принятых каждой отдельной антенной решеткой, можно изменять диаграмму направленности антенны для улучшения радиоприема сигналов с определенного направления или обеспечения комбинации многолучевых сигналов, не вызывающей их ослабления. В этих технологиях весовые коэффициенты сигналов антенной решетки корректируются с целью получения максимального коэффициента усиления на тракте радиоприема, для чего используется измерение сигнала на выходе радиоприемника. Но весовые коэффициенты, полученные для тракта радиоприема, не обеспечивают оптимальные весовые коэффициенты для тракта радиопередачи.

Следовательно, существует потребность в получении улучшенных весовых коэффициентов антенной решетки для радиопередатчика.

Средство связи включает схемы весовой обработки сигналов, включенные между антеннами антенной решетки и радиопередатчиком. К схемам весовой обработки сигналов подключен контроллер, который дает команду передатчику передавать опорный сигнал через по меньшей мере одну из антенн и корректирует весовой коэффициент, связанный с указанной по меньшей мере одной из антенн на основании весовой информации, принятой от другого средства связи, за счет чего тракт радиопередачи можно изменять в соответствии с опорным сигналом, переданным через указанную по меньшей мере одну антенну.

Другой вариант осуществления изобретения включает в себя приемное средство связи, принимающее сигнал, передаваемый через каждую из нескольких антенн в передающем средстве связи. Схемы вычисляют по меньшей мере один весовой коэффициент для тракта радиопередачи другого средства связи из опорного сигнала, принятого каждой антенной. Указанный по меньшей мере один весовой коэффициент передается на другое средство связи.

Предложены также способ функционирования передающего средства

связи и способ функционирования приемного средства связи.

В дальнейшем изобретение поясняется описанным примером его воплощения со ссылками на прилагаемые чертежи, в числе которых

фиг. 1 изображает структурную схему системы радиосвязи, включающую средство радиосвязи с антенной решеткой.

фиг. 2 - структурную схему, аналогичную схеме на фиг. 1, но с более детальной иллюстрацией схем весовой обработки сигналов для тракта радиопередачи, изображенного на фиг. 1.

фиг. 3 - алгоритм выполнения способа регулировки усиления на тракте радиопередачи в средстве радиосвязи, имеющем антенную решетку.

фиг. 4 - алгоритм выполнения способа регулировки усиления на тракте радиопередачи в средстве радиосвязи, имеющем антенную решетку.

фиг. 5 - алгоритм, иллюстрирующий способ работы средства радиосвязи, находящегося на связи со средством радиосвязи, которое работает в соответствии с фиг. 4.

фиг. 6 - диаграмму потока сигналов, передаваемых между средствами радиосвязи.

фиг. 7 - структурную схему, иллюстриющую систему связи, включающую два средства радиосвязи с антенными решетками.

фиг. 8 - структурную схему контроллера, предназначенного для использования в средстве радиосвязи, имеющем корректор на тракте радиоприема.

фиг. 9 - структурную схему, иллюстриющую альтернативный контроллер, предназначенный для использования в средстве радиосвязи, имеющем корректор на тракте радиоприема.

фиг. 10 иллюстрирует работу системы, изображенной на фиг. 8, с четырьмя передающими антеннами по сравнению с системой стандарта GSM, не содержащей антенной решетки.

фиг. 11 иллюстрирует способ работы контроллера, изображенного на фиг. 9, по сравнению с контроллером, изображенным на фиг. 8.

фиг. 12 - диаграмму потока сигналов, иллюстриющую опорный сигнал при использовании корректора на тракте радиоприема.

Система радиосвязи 100 (фиг. 1) включает в себя средство радиосвязи 101 и средство радиосвязи 102, которые осуществляют связь по каналу связи 104. Средством радиосвязи 101 может служить радиомодем (модулятор/демодулятор), сотовый

радиотелефон, беспроводный радиотелефон, средство двусторонней радиосвязи, пейджер, базовая радиостанция или любое иное средство радиосвязи. Средством радиосвязи 102 является средство связи, дополнительное к средству связи 101, такое как радиомодем (модулятор/демодулятор), сотовый

радиотелефон, беспроводный радиотелефон, средство двусторонней радиосвязи, пейджер, базовая радиостанция или любое иное средство радиосвязи. В контексте данной заявки понятие "средство радиосвязи" относится к любому из перечисленных

устройств и их эквивалентам.

Каналом связи 104 является беспроводная линия радиосвязи, которая может подвергаться многолучевому распространению. Следовательно, каналы P1 и P2 представляют два тракта сигналов между первой антенной 106 средства связи 102 и антенной 108 средства связи 101. Каналы связи P3 и P4 проходят между антенной 110 и антенной 108. Каналы связи P5 и P6 проходят между антенной 112 и антенной 108. При этом подразумевается, что реальное число каналов связи между любой из антенн 106, 110 и 112 и антенной 108 может быть больше или меньше двух.

Средство связи 101 включает радиопередатчик 116 и радиоприемник 118, подключенные к антенне 108. Радиопередатчик 116 и радиоприемник 118 управляются контроллером 120. Радиопередатчик 116 реализован с использованием любого серийно выпускаемого радиопередатчика, пригодного для осуществления беспроводной связи. Радиоприемник 118 реализован с использованием любого серийно выпускаемого радиоприемника, пригодного для осуществления беспроводной связи. Контроллер 120 реализован с использованием микропроцессора, цифрового процессора сигналов (ЦПС), программируемого логического устройства (ПЛУ) или т.п. Радиопередатчик 116 и радиоприемник 118 подключены к антенне 108 для радиопередачи и радиоприема сигналов через антенну.

Средство радиосвязи 102 включает в себя радиопередатчик 122, радиоприемник 124 и контроллер 126. Контроллер 126 может быть реализован с использованием микропроцессора, цифрового процессора сигналов, программируемого логического устройства, вычислительной машины или т.п. Контроллер 126 управляет работой радиопередатчика 122 и радиоприемника 124. Радиопередатчик 122 реализован с использованием любого серийно выпускаемого радиопередатчика, пригодного для осуществления беспроводной связи. Радиоприемник 124 реализован с использованием любого серийно выпускаемого радиоприемника, пригодного для осуществления беспроводной связи.

Выход радиопередатчика 122 подключен к схемам 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи. Каждая схема весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи в свою очередь подключена к соответствующей антенне 106, 110 и 112 через схему 113 антенного переключателя. Схемы весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи взвешивают сигналы на выходе передатчика в соответствии с управляющим сигналом, принятым от контроллера 126. Выходной сигнал передатчика может подаваться на схемы 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на тракте радиоприема через соответствующие проводники, так что каждая упомянутая схема принимает соответствующий сигнал, или через общий проводник, так что все схемы весовой обработки сигналов на тракте радиоприема принимают один и тот же сигнал.

Вход радиоприемника 124 подключен к

выходу схем 150, 152 и 154 весовой обработки сигналов на тракте радиоприема. Каждая из схем весовой обработки на тракте радиоприема принимает соответствующий сигнал от соответствующей антенны 106, 110 и 112, введенный через схему 113 антенного переключателя.

Схема 113 антенного переключателя может быть реализована с использованием любого подходящего дуплексного устройства, переключающей схемы, фильтра или т.п. Схема 113 антенного переключателя соединяет антенны с трактом радиопередачи или радиоприема для обеспечения дуплексного или полудуплексного режима работы.

Схемы 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на тракте радиоприема более детально изображены на фиг. 2. Схема 131 весовой обработки сигналов на тракте радиоприема включает в себя схему 230 фазового сдвига и усилитель 238 с регулируемым усилением. Схема 133 весовой обработки сигналов на тракте радиоприема включает в себя схему 232 фазового сдвига и усилитель 238 с регулируемым усилением. Схема 135 весовой обработки сигналов на тракте радиоприема включает в себя схему 234 фазового сдвига и усилитель 240 с регулируемым усилением. Усилитель с регулируемым усилением можно заменить на усилитель с постоянным усилением, если при взвешивании требуется изменять только фазу сигнала. Каждая из схем 230, 232 и 234 фазового сдвига управляется независимо, так что антенны имеют на входе независимые фазовые сигналы. Каждый усилитель управляет независимо контроллером 126. Специалистам известны и другие средства регулировки усиления и фазы сигналов. Например, можно регулировать уровень сигнала в цифровом процессоре сигналов под управлением программных средств и выводить сигнал через усилитель с постоянным усилением.

Каждый усилитель 236, 238 и 240 с регулируемым усилением избирательно подключен через соответствующий переключатель 250, 252 и 254 к соответствующей антенне 106, 110 и 112. Переключатели подключены к контроллеру 126 для радиоприема от него сигнала индикации передачи/приема. В режиме радиопередачи переключатели включены, как показано на фиг. 2. В режиме радиоприема антенны 106, 110 и 112 подключены к схемам 150, 152 и 154 весовой обработки сигналов.

Каждая схема 150, 152 и 154 весовой обработки сигналов принимает управляющий сигнал от контроллера 126 и каждая управляется им отдельно. Сигналы с выхода схем 150, 152 и 154 весовой обработки сигналов подаются на вход приемника 124. Контроллер 126 корректирует весовые коэффициенты W4, W5 и W6 в соответствии с известными алгоритмами. В общем, контроллер 126 корректирует каждый из коэффициентов W4, W5 и W6 на основании выходного сигнала 124, чтобы оптимизировать качество сигнала радиоприема. Тракт радиоприема сигнала обычно оптимизируется путем обеспечения максимальной принятой величины или мощности, или путем обеспечения максимальной оценки отношения полезного

сигнала к шуму плюс помехам

Контроллер 126 выбирает фазовые сигналы для схем 230 232 и 234 фазового сдвига и задает коэффициент усиления усилителей 236, 238 и 240 с регулируемым усилением в соответствии с заранее определенными значениями, хранящимися в памяти 160. Приведенные таблицы 1 и 2 или "кодировый словарь" содержит весовые коэффициенты для трактов радиопередачи, включающих три антенны 106, 110 и 112. В них приведены коэффициент усиления и фаза вместе с эквивалентным комплексным представлением. В этих примерах

$$a=1/\sqrt{6}, \quad a=y=1/\sqrt{3}.$$

При 16 векторах память 160 хранит соответствующие значения для трех антенн, при этом индекс или номер вектора находится в левом столбце, а весовые коэффициенты W1, W2 и W3 для трех схем 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов - в других столбцах.

В таблице 1 представлены только фазовые сдвиги. Это значит, что фаза передаваемого сигнала будет корректироваться, а коэффициент усиления усилителей 236, 238 и 240 с регулируемым усилением не будет. Для реализации цифровой коррекции фазы комплексный цифровой групповой сигнал умножается на приведенные выше комплексные числа. Поскольку количество имеющихся векторов равно 2^4 , требуется четыре разряда, чтобы присвоить вектору индекс. Можно использовать таблицы значений, имеющие больший объем. В приведенной таблице 2 содержится 31 весовая комбинация.

В этой таблице $\beta = 1/\sqrt{2}$ и γ корректируются как коэффициент усиления, так и фаза, причем тракт радиопередачи на некоторые антенны иногда полностью блокируется, если значения коэффициента усиления равны 0. Для обозначения индекса вектора требуется 5 разрядов (2^5 разных векторов). Таблицы, представленные исключительно для примера и не могут истолковываться в ограничительном смысле. Можно предусмотреть таблицы другого объема или другие таблицы с таким же количеством элементов.

Каждое значение коэффициента усиления и фазы обеспечивает разную диаграмму направленности антенны. Изменяя коэффициенты усиления усилителя с регулируемым усилением и фазы, можно изменять диаграмму направленности антенны. За счет изменения диаграммы направленности антенны антенная решетка сможет улучшить рабочие характеристики удаленных средств связи, территориально разнесенных по зоне обслуживания базовой станции, или улучшить расположение удаленного средства связи для осуществления связи с базовой станцией.

Для лучшего понимания принципа изобретения поясним сущность работы, которая заключается в следующем.

Контроллер 126 задает весовые коэффициенты W1, W2 и W3 для тракта радиопередачи на основании заранее установленных значений после первоначального установления связи со средством связи 101, как показано в блоке 300 (фиг. 3). Первоначальными весовыми

коэффициентами могут быть, например, последние весовые коэффициенты W1, W2 и W3 из предыдущей связи, или также могут быть весовые коэффициенты, соответствующие диаграмме направленности с самой широкой зоной обслуживания, или же в качестве исходных весовых коэффициентов W1, W2 и W3 для тракта радиопередачи могут быть использованы весовые коэффициенты W4, W5 и W6, вычисленные для тракта радиоприема. Весовые коэффициенты антенны могут задавать коэффициенты усиления для усилителей 236, 238 и 240 с регулируемым усилением и фазы для схем 230, 232 и 234 фазового сдвига, или только фазы для схем фазового сдвига.

Во время связи передатчик 122 передает информационные пакеты на средство связи 101, как показано в блоке 302. Другое средство связи 101 принимает сигналы, переданные с передатчика 122, и передает в обратном направлении сигнал подтверждения приема (ACK) или сигнал не подтверждения приема (NACK), в зависимости от того, был ли точно принят сигнал, как это известно в данной области. Как правило, с каждым информационным пакетом передается контрольная сумма или данные контроля циклическим избыточным кодом (CRC). Если из реально принятого информационного пакета не получаются данные CRC или контрольная сумма, на приемник 124 передается сигнал NACK.

Если контроллер 126 принимает сигнал подтверждения приема, как показано в блоке 304, передается следующий информационный пакет. В случае приема от средства связи 101 сигнала ошибки, такого как NACK, как показано в блоке 306, контроллер 126 выбирает новые весовые коэффициенты W1, W2 и W3 для антенны в блоке 308. При этом весовые коэффициенты W1, W2 и W3 изменяются настолько, что изменяется диаграмма направленности антенны. Новые весовые коэффициенты могут быть коэффициентами, связанными со следующим номером вектора в кодировом словаре, хранящемся в памяти 160, например, представленном таблицами 1 или 2.

В блоке принятия решения 310 контроллер 126 определяет, не был ли в последнее время принят от другого средства связи 101 сигнал ошибки в ответ на следующую диаграмму направленности антенны (например, если при последнем использовании этих новых весовых коэффициентов с другого средства связи был принят NACK). В контроллере 126 может быть задан некоторый период времени, и контроллер 126 не позволит выбирать весовые коэффициенты, если в течение этого заданного периода времени на них был принят сигнал ошибки. Таким образом исключается быстрый циклический перебор диаграмм направленности контроллером 126, если ни один из весовых коэффициентов не обеспечивает связь без ошибок.

Если принято сообщение об ошибке, контроллер 126 в блоке 312 дает команду передатчику 122 повторить передачу информации. Затем контроллер 126 возвращается к блоку 304 для ожидания сигнала подтверждения приема или сигнала ошибки от другого средства связи.

При этом следует понимать, что блоки принятия решения 304 и 306 могут быть реализованы посредством прерывания в ответ на сигнал ошибки, как это имеет место в обычных технологиях радиопередачи. Таким образом, средство связи 102 может выполнять постоянный процесс буферизации пакетов с кодированием и перемежением между ними, а также модуляцию и передачу. Приняв сигнал ошибки, такой как NACK, контроллер 126 быстро прерывает передачу для изменения весовых коэффициентов W1, W2 и W3, после чего процесс передачи возобновляется.

Следует также понимать, что весовые коэффициенты W4, W5 и W6 будут корректироваться контроллером 126 на основании сигналов на выходе приемника 124 в соответствии с известными способами взвешивания.

Настоящее изобретение обеспечивает особые преимущества для тех систем радиосвязи, в которых тракты радиопередачи и радиоприема имеют разные частоты, в частности, для системы связи стандарта GSM. При таких условиях взвешивание на тракте радиоприема в схемах 150, 152 и 154 весовой обработки сигналов необязательно обеспечивает оптимальные весовые коэффициенты для взвешивания в схемах 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи. Это объясняется задержками распространения, помехами или другими явлениями, чувствительными к частоте.

Другим важным аспектом является скорость, с которой средства связи 101 и 102 перемещаются относительно друг друга. Если средство связи 101 перемещается быстро, а средство связи 102 неподвижно, тракты P1-P6 распространения сигналов будут быстро изменяться. В некоторые периоды взаимное перемещение между средствами связи 101 и 102 может отсутствовать. Это характерно при осуществлении связи с пешеходом, при которой абонент сотового телефона может стоять или идти во время телефонного разговора. В таких ситуациях тракты P1-P6 будут изменяться с малой скоростью или не изменяться вообще.

Целесообразно, чтобы одно или оба средства связи 101 и 102 определяли скорость, с которой они перемещаются относительно друг друга. Например, можно использовать доплеровские измерения для определения скорости изменения. Контроллер 126 использует информацию о скорости изменения для определения, изменять ли установки фазы и амплитуды. В частности, изобретение обеспечивает особые преимущества, когда средства связи 101 и 102 медленно перемещаются или совсем не перемещаются относительно друг друга, так как в этих ситуациях задержка приема NACK оказывает минимальное воздействие на работу. В таких ситуациях выбор диаграммы направленности антенны может существенно влиять на работу телефона во время разговора. Это объясняется тем фактом, что диаграмма направленности антенны, обеспечивающая оптимальные условия для данного абонента, не изменяется. Кроме того, плохая диаграмма направленности вероятно будет оставаться нежелательной в течение всего разговора.

В ситуации, когда средство связи 101 является транспортным средством, движущимся с большой скоростью, весовые коэффициенты, обеспечивающие оптимальную диаграмму направленности для средства связи 101, могут быстро изменяться. Поэтому изменение диаграммы направленности антенны каждый раз, когда принят ошибочный сигнал может не приводить к существенному улучшению работы системы связи 100. Кроме того, весовые коэффициенты, которые не являются эффективными в один момент времени, могут стать оптимальными через несколько секунд, что приведет к быстрому переключению весовых коэффициентов W1, W2 и W3. Естественно, что влияние скорости зависит от конструктивных особенностей системы, в частности, от задержки между передачей пакета и приемом NACK.

Запоминающее устройство 160, в котором хранятся значения коэффициентов усиления и фаз, может сохранять таблицу диаграмм направленности антенны, использованных в самое последнее время. При этом предпочтительно не использовать в течение заданного интервала времени те диаграммы направленности, которые дали ошибочную индикацию. Заданный интервал времени предпочтительно корректируется в зависимости от скорости перемещения средств связи 101 и 102 относительно друг друга. Следовательно, если средства связи 101 и 102 не перемещаются относительно друг друга, упомянутый выше интервал времени может быть равен всему времени соединения средств связи 101 и 102. И наоборот, если средства связи 101 и 102 быстро перемещаются относительно друг друга, этот период времени может быть очень коротким или равен нулю. В любом случае заданный интервал времени должен быть больше, чем время корреляции канала, чтобы предотвратить повторный выбор весового коэффициента, который ранее привел к ошибке и который может вновь ухудшить работу, если канал не претерпел значительных изменений.

Преимущество описанного выше варианта состоит в том, что средство связи 101 изменяет весовые коэффициенты без помощи других средств связи. Следовательно, можно реализовать схему корректировки весовых коэффициентов в существующих системах без необходимости модернизации соответствующих аппаратных средств.

Согласно другому варианту осуществления изобретения средство связи 102 передает сигнал для определения весовых коэффициентов для схем 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи, при этом данное определение производится на средстве связи 101. В дальнейшем этот вариант будет описан со ссылками на фиг. 4 и 5. Контроллер 126 дает команду передатчику 122 генерировать опорный сигнал, подаваемый на антенну 106, как показано в блоке 400. Этот опорный сигнал может быть тональным или другим пригодным сигналом.

Опорный сигнал поступает на антенну 106 за счет установки на ноль коэффициента усиления усилителей 238 и 240 с регулируемым усилением и установки коэффициента усиления усилителя 236 с

регулируемым усилением на ненулевой коэффициент. Контроллер 126 дает команду передатчику 122 подать тональный сигнал на антенну 110, как показано в блоке 402. Чтобы тональный сигнал поступил только на антенну 110, ненулевой коэффициент усиления должен быть только на усилителе 238 с регулируемым усилением. Контроллер 126 дает команду передатчику 122 подать тональный сигнал на антенну 112, как показано в блоке 404. Чтобы тональный сигнал поступил только на антенну 112, ненулевой коэффициент усиления должен быть только на усилителе 240 с регулируемым усилением.

Таким образом, заданный тональный сигнал поступает на вход каждой антенны в разное время. Альтернативно, можно одновременно подавать на вход каждой антенны 108, 110 и 112 сигналы разной частоты или сигналы, имеющие разные коды. Но в любом из указанных трех случаев сигнал, подаваемый на каждую антенну, должен быть различным для средства связи 101.

При этом подразумевается, что передатчик 122 можно подсоводить к схемам 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов в тракте передачи через соответствующие проводники шины, проходящей от передатчика 122 к указанным схемам. Это позволяет отдельно подавать разные сигналы, выработанные передатчиком 122 для каждой антенны, на схемы весовой обработки сигналов в тракте радиопередачи.

Контроллер 126 ожидает приема весовых сигналов на приемнике 124, как показано в блоке принятых решений 408. Альтернативно, контроллер 126 может прервать стандартную операцию передачи при поступлении весовых сигналов. В любом случае, когда новые весовые коэффициенты поступают от средства связи 101, контроллер 126 изменяет весовые коэффициенты схем 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на значения, принятые от средства связи 101, как показано в блоке 410. Если от средства связи 101 принят индекс, контроллер 126 выбирает весовые коэффициенты, связанные с этим индексом, из кодового словаря в памяти 180 и соответственно регулирует схемы 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов.

В дальнейшем будет описана работа средства связи 101 со ссылкой на фиг. 5. Контроллер 120 принимает опорные сигналы, передаваемые через каждую антенну 106, 110 и 112, как показано в блоках 500, 502 и 504. Хотя сигналы, связанные с соответствующими антеннами 106, 110 и 112, разделены во времени, как было описано выше со ссылкой на фиг. 4, они могут альтернативно идентифицироваться своей частотой, если имеют разную частоту, или своими кодами, если имеют разные коды. Следовательно, контроллер 120 идентифицирует опорный сигнал, переданный каждой антенной.

Контроллер 120 вычисляет оптимальные весовые коэффициенты для схем 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи, исходя из уровней принятых сигналов для каждой антенны 108, 110 и 122, как показано в блоке 506. Вектор оптимального весового коэффициента можно вычислить из усиления и фазы принятого

сигнала. В качестве весового коэффициента для каждой антенны можно использовать сопряженное комплексное число комплексного представления оценочного усиления и фазы для каждой антенны. Контроллер 120 получает оценочные усиление и фазу для каждой антенны путем корреляции принятого опорного сигнала с локальной копией заданного опорного сигнала, хранящейся в контроллере 120. Результат корреляции между этими сигналами показывает оценочные усиление и фазу для тракта радиопередачи от каждой антенны 106, 110 и 112.

Альтернативно, можно использовать кодовый словарь для выбора вектора предпочтительного весового коэффициента из списка кандидатов. Это можно сделать посредством выбора из кодового словаря вектора, ближайшего к оптимальному весовому коэффициенту, вычисленному из сопряженного комплексного числа оценочного усиления и фазы. Альтернативно, вектор предпочтительного весового коэффициента выбирается с целью получения максимальной мощности сигнала приема на приемном средстве связи.

Можно вычислить из кодового словаря весовые коэффициенты, дающие максимальную мощность. Как уже отмечалось выше, усиление и фаза опорного сигнала, посланного с каждой антенны, оценивается в приемнике посредством корреляции с известной локальной копией первоначально переданного опорного сигнала. При этом вектор весового коэффициента выбирается следующим образом:

$$t = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_K \end{bmatrix}$$

индекс = 0

сделать $k = 1$ при $K-1$

если $\begin{bmatrix} w_k \\ t_k \end{bmatrix} > t_k$, тогда

индекс = k

$$t = \begin{bmatrix} w_k \\ t_k \end{bmatrix}$$

закончить операцию "если"
закончить вычисление,

где оценочные усиление и фаза сигнала, принятого с i -й антенны (антенна 1, антенна 2 и антенна 3) представлены в комплексном представлении как G_i , а набор для всех антенн вектором c ; и k -й вектор весового

коэффициента в заданном перечне

равен w_k , при условии, что в перечне,

хранящемся в памяти 120 средства связи 101, и в контроллере 120 средства связи 101 имеется K векторов. $\begin{bmatrix} w_k \\ t_k \end{bmatrix}$ представляет величину комплексного числа w_k , а t_k - транспозицию вектора или матрицы w_k в случае перестановки строк и столбцов.

Согласно этой методике перемножаются весовые коэффициенты w_k каждого вектора

в кодовом словаре индексов с оценкой весового коэффициента и усиления для каждой антенны c_i и произведение складывается для получения временного измерения t амплитуды для конкретных весовых коэффициентов. Это является оценкой амплитуды сигнала, который был бы принят, если бы на передатчике были

применены данные весовые коэффициенты. Индекс, связанный с наибольшим I (максимальной оценочной амплитудой на приемнике), выбирается как оптимальный весовой коэффициент для тракта радиопередачи средства связи 102. Затем индексы, связанные с оптимальными весовыми коэффициентами, посылаются в обратном направлении на средство связи 102, как показано в блоке 508.

С помощью моделирования было установлено, что решение с использованием кодового словаря требует меньших непроизводительных затрат пропускной способности на нисходящей линии связи, чем квантование сопряженных комплексных принятых усиления и фазы, если используются соответствующие нормирование и разделение возможных векторов. Кроме того, элементы кодового словаря можно выбирать с учетом обеспечения следующих преимуществ. При выборе весовых коэффициентов таким образом, чтобы сигналы излучались более, чем с одной антенны, тракт радиопередачи одной антенны не должен пропускать всю мощность. За счет этого ограничиваются требования к пиковой мощности отдельных усилителей передающих схем на каждом тракте, обеспечивая выигрыш в стоимости и габаритах по сравнению с системой, выполненной с возможностью пропускать всю мощность через один из трактов радиопередачи.

Кроме того, таблица преобразования или кодовый словарь может использоваться для облегчения кодирования с защитой от ошибок, в частности, контрольных сумм или данных контроля циклическими избыточными кодом. Кодирование с защитой от ошибок может сохраняться с индексной информацией и передаваться, не требуя вычисления кодирования с защитой от ошибок. Это упрощает кодирование с защитой от ошибок в передатчике.

Другое преимущество использования таблицы преобразования заключается в том, что возможные векторы весовых коэффициентов, оцененные во время каждого кадра, могут быть ближайшими к вектору весового коэффициента для самого последнего кадра. Это упрощает поиск в рабочей среде переходов, в которой небольшая скорость движения обуславливает медленное изменение вектора оптимального весового коэффициента и поэтому предыдущие весовые коэффициенты могут оставаться вполне приемлемыми. Но контроллер может также анализировать все весовые коэффициенты в кодовом словаре в том случае, если весовые коэффициенты, ближайшие к ранее выбранному весовым коэффициентом, неудовлетворительны.

При использовании кодового словаря средства связи 101 и 102 должны иметь одинаковые значения. Этого можно достичь за счет выгрузки кодового словаря из одного средства связи в другое. Альтернативно, можно предусмотреть другой способ, чтобы проверить, что значения номеров векторов одинаковы в обоих средствах связи.

Из фиг 8 видно, что средство связи 102 передает на средство связи 101 информационный пакет и опорные сигналы. Опорные сигналы посылаются отдельно один

за другим с каждой антенны. Между временем, когда информация обрабатывается в средстве связи 101 для вычисления коэффициентов, и временем, когда определенный в средстве связи 101 вектор весового коэффициента используется в средстве связи 102, существует задержка. Затем средство связи 102 передает информационный пакет, используя весовые коэффициенты, принятые от средства связи 101.

Каждый раз при передаче информационного пакета с антенн 108, 110 и 112 передаются опорные сигналы и в средстве связи 101 вычисляются новые весовые коэффициенты для следующего пакета. Чтобы минимизировать эффекты задержки в системе обратной связи, опорные сигналы можно передавать не сопрягающимися с информационными пакетами, чтобы они были ближе к информационному пакету, посланному средством связи 102 с использованием коэффициентов. Альтернативно, опорные сигналы можно поместить в информационном пакете. Применение любой из методов минимизации или исключения задержки помогает избежать проблем со связью, вызванных изменениями в канале, имевшими место после передачи опорных сигналов.

При этом также подразумевается, что контроллер 120 может интерполировать весовые коэффициенты из весовых коэффициентов, сформированных из опорных сигналов, переданных с двумя пакетами информации. За счет формирования коэффициентов из двух последовательных, удаленных друг от друга опорных сигналов можно учесть изменения характеристик трактов радиопередачи при определении оптимальной диаграммы направленности для сигнала.

В режиме передачи в цифровой сотовой системе телефонной связи 700 (фиг. 7) задействованы первое средство связи 702 и второе средство связи 704. Средство связи 702 содержит антенную решетку 706, а средство связи 704 содержит антенную решетку 708. Антенные решетки взаимосвязаны несколькими трастами сигналов, обозначенными буквой R. Средства связи 702 и 704 могут быть реализованы в виде радиостанций двусторонней связи, радиотелефона и базовой станции или т.п.

Средство связи 702 включает в себя контроллер 714, который выдает речевые сигналы и информационные сигналы, а также сигналы управления для выбора весовых коэффициентов W_1 , W_2 и W_3 на тракте радиопередачи. Речевые и информационные сигналы поступают на вход схемы 716 кодирования и модуляции. Сигналы управления весовыми коэффициентами поступают на вход схемы 718 усиления и фазового сдвига, которая передает сигналы управления амплитудой и фазой от контроллера 714 на усилители 720-722 с регулируемым усилением и схемы 724-726 фазового сдвига. Сигналы радиопередачи поступают на вход схем 724-726 фазового сдвига через схему 723 кодирования и формирования опорных сигналов.

Схема 723 кодирования и формирования опорных сигналов кадрирует данные и речь для передачи и подает опорные сигналы на

схемы 724-726 фазового сдвига, по одному для каждой антенны 728-730. При этом схема 723 кадрирования и формирования опорных сигналов формирует соответствующие групповые сигналы, по одному для каждой антенны, и соответствующий фазовый сдвиг выполняется на каждой из схем 724-726 фазового сдвига.

Схемы 724-726 фазового сдвига снабжены цифровым умножителем, так что комплексные значения из кодового словаря могут умножаться на выходе схемы кадрирования и формирования опорных сигналов, чтобы обеспечить фазовый сдвиг. Сигналы со сдвигом по фазе преобразуются в аналоговые сигналы в схеме 732 цифроаналогового преобразователя. Частоту аналоговых сигналов повышает в повышающем преобразователе 734-736, и сигналы с повышенной частотой усиливаются в усилителях 720-722 с регулируемым усилением. Коэффициент усиления усилителей 720-722 с регулируемым усилением выбирается в соответствии с весовыми коэффициентами для каждой антенны. Таким образом, схема весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи содержит схемы 724-726 фазового сдвига и усилители 720-722 с регулируемым усилением. Несмотря на то, что в данном примере показано три схемы фазового сдвига, на практике необходимо реализовать только две схемы, так как абсолютная фаза не имеет значения, а требуются только относительные фазы трех схем весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи.

Тракт радиоприема в средстве связи 702 включает в себя понижающие преобразователи 740-742 для понижения частоты сигналов, принятых соответственно с антенн 728-730. Сигналы с пониженной частотой поступают на вход схемы 744 аналогово-цифрового преобразователя 744, которая выдает на выходе соответствующие цифровые сигналы каждого из выходных сигналов понижающих преобразователей. В процессоре 750 приемника эти цифровые сигналы демодулируются.

Средство связи 704 включает контроллер 752, который выдает речевые и информационные сигналы, а также сигналы управления для выбора коэффициентов W1, W2 и W3 на тракте радиопередачи. Речевые и информационные сигналы поступают на вход схемы 754 кодирования и модуляции. Сигналы управления весовыми

коэффициентами поступают на вход схемы 766 усиления и фазового сдвига, которая подает сигналы управления амплитудой и фазой от контроллера 752 на усилители 758-760 с регулируемым усилением и схемы 762-764 фазового сдвига. Сигналы радиопередачи поступают на вход схем 762-764 фазового сдвига через схему 766 кадрирования и формирования опорных сигналов. Схема 766 кадрирования и формирования опорных сигналов кадрирует данные и речевые для радиопередачи и подает опорные сигналы на схемы 762-764 фазового сдвига, по одному для каждой антенны 768-770. Формируются соответствующие групповые сигналы по одному для каждой антенны, и соответствующий фазовый сдвиг применяется на каждой из схем 762-764 фазового сдвига. Сигналы со сдвигом по фазе

преобразуются в аналоговые сигналы в схеме 772 цифроаналогового преобразователя. Частоту аналоговых сигналов повышают в повышающих преобразователях 774-776, и сигналы с повышенной частотой усиливаются в усилителях 758-760 с регулируемым усилением. Коэффициент усиления усилителей с регулируемым усилением выбирается в соответствии с весовыми коэффициентами для каждой антенны.

Тракт радиоприема средства связи 704 включает понижающие преобразователи 780-782 для понижения частоты сигналов, принятых соответственно с антенн 768-770. Сигналы с пониженной частотой поступают на вход схемы 784 аналогово-цифрового преобразователя, которая выдает на выходе соответствующие цифровые сигналы для каждого из выходных сигналов понижающих преобразователей. В процессоре 790 приемника эти цифровые сигналы демодулируются.

Как показано на чертежах, средства связи 702 и 704 идентичны в том, что тракт радиопередачи может быть реализован от средства связи 702 к средству связи 704 или наоборот. Но средства связи 702 и 704 могут быть выполнены разными, например, средство связи 702 может быть базовой станцией, а средство связи 704 - радиотелефоном. При этом следует понимать, что на базовой станции тракт радиопередачи будет также включать в себя мультиплексор для объединения сигналов для множества одновременных абонентов. Тракт радиоприема базовой станции будет также включать в себя демультимплексор для разделения сигналов от разных одновременных абонентов.

В дальнейшем будет описано вычисление оптимальных весовых коэффициентов для тракта радиопередачи при передаче от средства связи 702 на средство связи 704, хотя это описание в равной степени применимо для передачи от средства связи 704 на средство связи 702. Несмотря на то, что средства связи 702 и 704 имеют три антенны, это описание в равной мере относится к системе, имеющей другое количество антенн, и, следовательно, относится в общем к системе, имеющей число 1 антенн на тракте радиопередачи передающего средства связи и число антенн на тракте радиоприема принимающего средства связи. При осуществлении связи от средства связи 702 на средство связи 704 $1 = 3$ и $N = 3$.

Оценочные усиление и фаза сигнала, принятого на n -й антенне приемника от i -й антенны передатчика, представляются (в комплексном представлении) в виде a_{ni} , а набор для всех комбинаций - матрицей C (содержащей N строк и I столбцов). При этом оценочные усиление и фаза на антеннах 768-780, которые будут получены при векторе \mathbf{w} весового коэффициента, составят $\mathbf{c}\mathbf{w}$.

Этот вектор весового коэффициента выбирается из кодового словаря следующим образом:

$$\mathbf{w} = \mathbf{c}\mathbf{w}_0$$

$$\mathbf{t} = \mathbf{v}^H \mathbf{w}$$

индекс = 0

сделать $k = 1$ в K-1

$\psi = \sum_k C_k$
 $p = \sum_k \psi_k$
 если $p > t$ тогда
 индекс k
 $t = p$
 закончить операцию "если"
 закончить вычисление
 Контроллер 752 средства связи 704
 использует эту методику для вычисления
 векторов ψ посредством умножения матрицы
 C на вектор ψ_0 весового коэффициента,
 который является первым вектором весового
 коэффициента в кодовом словаре. Исходное
 значение t вычисляется из
 вектора ψ , полученного из ψ_0 . значение t
 представляет оценку амплитуды сигнала,
 который был бы получен на приемнике при
 векторе ψ_0 весового коэффициента на
 передатчике и при объединении сигналов на
 приемнике по максимальному отношению.
 Объединение по максимальному отношению
 является хорошо известным способом
 объединения сигналов от множества антенн
 Векторы ψ получаются из C и каждого вектора
 ψ_k весовых коэффициентов. Оценивая
 величина p для каждого весового
 коэффициента из кодового словаря
 вычисляется путем умножения ψ на эрмитову
 трансформанту ψ^* для данного вектора
 весового коэффициента. Индекс k , связанный
 с наибольшим значением p , измеренным
 таким образом в контроллере 752,
 посылается обратно на передающее средство
 связи 702. Контроллер 714 задает усилителям
 720-722 с регулируемым усилением и схемам
 724-726 фазового сдвига весовые
 коэффициенты, соответствующие
 переданному номеру индекса.
 Таким образом, контроллер 752 оценивает
 рабочие характеристики на выходе
 процессора 790 приемника. Выходной сигнал
 процессора 790 приемника извлекается из
 совокупного выходного сигнала антенн
 768-770 антенной решетки 708. Эта оценка
 также базируется на весовых коэффициентах
 на тракте радиоприема, определенных
 контроллером 752.
 Как уже отмечалось выше, на приемнике
 используется объединение по максимальному
 отношению. Его можно заменить другими
 способами оптимизации, в частности,
 оптимальным объединением, если
 желательно снизить влияние помех. Способ
 оптимального объединения также известен.
 Вместо обеспечения максимальной
 амплитуды или мощности приема отношение
 на контроллере 752 может обеспечивать
 максимальное отношение полезного сигнала к
 помехам плюс шуму.
 В дальнейшем будут описаны возможные
 варианты реализации изобретения, в которых
 приемное средство связи содержит корректор
 820. При этом описание приводится для
 приемного средства связи, включающего в
 себя одну антенну, и передающего средства
 связи, имеющего несколько антенн, как
 показано на фиг.1 и 2.

В этих вариантах опорный сигнал
 используется для определения весовых
 коэффициентов и вычисления
 устанавливаемых параметров для корректора
 820 на тракте радиоприема. Использование
 передачу опорного сигнала на приемное
 средство связи для настройки корректора 820
 известно. В традиционных системах опорный
 сигнал выбирается таким образом, чтобы
 упростить установку коэффициентов.
 Но авторы обнаружили, что если
 передающее средство имеет антенную
 решетку, а приемное средство имеет
 корректор,
 то передаваемый опорный сигнал можно
 выбирать с учетом уменьшения затрат на
 передачу опорных сигналов, сохраняя при
 этом большие коэффициенты усиления на
 антенной решетке.
 Согласно изобретению необходимо
 передавать несколько опорных сигналов, по
 одному для каждой антенны решетки. Если
 средством связи 101 является базовая
 станция, а средством связи 102
 радиотелефон, то целесообразно
 использовать сигнал, обеспечивающий
 минимальные затраты при передаче на выбор
 весовых коэффициентов на тракте
 радиопередачи средства связи 102, не
 заботясь о требованиях к ресурсам в
 средство связи 101 являющемся базовой
 станцией. Средство связи 101, являющееся
 базовой станцией, имеет достаточные
 функциональные возможности для
 выполнения сложных вычислений при выборе
 значений для корректора 820, тогда как
 энергетические затраты в средство связи 102
 целесообразно свести к минимуму, чтобы
 продлить срок службы батареи.
 Если же средство связи 101 является
 подвижным а средство связи 102 базовой
 станцией, желательно минимизировать
 потребности средства связи 101. Потребности
 радиопередачи не имеют такого критического
 значения для базовой станции, поскольку она
 может передавать сигнал, не заботясь о сроке
 службы батареи. Гораздо важнее расход
 ресурсов портативного средства связи на
 вычисление значений для корректора 820 на
 тракте радиоприема. Следовательно, если
 средство связи 101 является портативным,
 желательно, чтобы опорный сигнал позволял
 упростить вычисление устанавливаемых
 параметров для корректора. Таким образом,
 следует понимать что можно использовать
 разные сигналы в качестве опорного сигнала,
 в зависимости от того, какое из средств
 связи, 101 или 102, является портативным в
 системах связи, в частности в
 радиотелефонных сетях.
 Если средство связи 101 является
 радиотелефоном, для упрощения вычисления
 устанавливаемых параметров корректора
 опорный сигнал является частью
 модулированных данных, например, как в
 системе стандарта GSM. Такие опорные
 сигналы показаны на фиг.12, где они
 достаточно разнесены во времени, чтобы
 учесть задержку многолучевого
 распространения. Начало и конец опорных
 сигналов характеризуется периодом
 пилообразного изменения, чтобы исключить
 мгновенное изменение мощности.
 Чтобы минимизировать затраты, опорные
 сигналы используются для синхронизации,

настройки корректора и выбора векторов весовых коэффициентов. Кроме того, для дополнительного снижения затрат используются опорные сигналы, отличающиеся от сигналов, обычно применяемых в системах TDMA (например, в системах стандартов TATRA и GSM). Для выбора вектора весового коэффициента с помощью настройки корректора применяется решение с использованием кодового словаря.

Схема 800 контроллера, включающая схему 802 настройки корректора, представлена на фиг. 8. Этот контроллер можно использовать в средстве связи 702 или 704, или в том и другом, и он используется в том случае, когда одно или оба средства связи имеют корректор. Схема 800 контроллера включает схему 804 процессора опорных сигналов, которая обрабатывает принятые сигналы для вычисления весового коэффициента для антенн на другом средстве связи, имеющем антенную решетку. Схема 806 выбора вектора весового коэффициента использует указатель весовых коэффициентов, хранящийся в кодовом словаре 808, например, в форме таблицы 1 или таблицы 2. Выбранный вектор весового коэффициента подается на вход схемы 802 настройки корректора и схемы 812 двоичного формата и кодирования. Схема двоичного формата и кодирования выдает информацию для радиопередачи на другое средство связи.

Передающее средство связи посылает информационные и опорные сигналы, как показано на фиг. 6. Опорные сигналы посылаются независимо с каждой антенны. Для минимизации эффектов задержки в системах обратной связи опорные сигналы предпочтительно передаются не синхронизированными с информационными пакетами. Кроме того, если приемное средство связи имеет корректор, и весовые коэффициенты корректора и на тракте радиопередачи для антенной решетки устанавливаются на основании одного и того же опорного сигнала, то сигнал для каждой антенны предпочтительно разделяется во времени вместо того, чтобы различаться по частоте или коду.

Сначала опишем способ, при котором вектор весового коэффициента определяется независимо от установки корректора, а затем из вектора весового коэффициента определяют устанавливаемые параметры для корректора приемника. Этот способ применяется, когда опорные сигналы выбираются с целью минимизации затрат, что может иметь место, если средство связи 101 является базовой станцией. При этом используются значения, предварительно заданные в средстве связи. Матрица X запоминается в средстве связи во время его изготовления, подключения или при использовании в новой системе. Матрицу вычисляют следующим образом:

$$x = \begin{pmatrix} y_1 & y_2 & \dots & y_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & -1 & \dots & -1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{pmatrix}$$

где $y = \begin{pmatrix} y_1 & y_2 & \dots & y_N \end{pmatrix}$ — вектор столбца известного

опорного сигнала, а y — эрмитова

трансформанта от Y

Схема 804 процессора опорных сигналов (фиг. 8) вычисляет и запоминает корреляционную матрицу R для опорных сигналов

$$R = \sum_{i=1}^N s_i s_i^H$$

где s_i — опорный сигнал, принятый от i -й

антенны, а s_i^H — эрмитова трансформанта опорного сигнала, принятого от i -й антенны.

Затем схема 806 выбора вектора весового коэффициента производит вычисления для каждого индекса в кодовом словаре 808, чтобы получить максимальный сигнал

$$p = \mathbf{h}^H \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{h}$$

\mathbf{h} — возможный вектор весового коэффициента, \mathbf{h}^H — эрмитова

трансформанта возможного вектора весового коэффициента. Таким образом выбирается индекс весовых коэффициентов, дающих наибольшее значение p . Затем индекс выбранного вектора весового коэффициента передается на телефонный аппарат через схему 812 двоичного формата и кодирования.

После этого вычисляются коэффициенты из выбранного вектора весового коэффициента. Например, в корректоре с оценкой последовательности по максимальному правдоподобию (MLSE) коэффициенты корректора формируются из параметров, полученных в схеме 802 настройки корректора, следующим образом. Сначала вычисляется вектор \mathbf{v} , который

является оценкой сигнала, который был бы принят, если бы опорный сигнал был послан одновременно со всех антенн с выбранными весовыми коэффициентами,

$$\mathbf{v} = \sum_{i=1}^N s_i \cdot \mathbf{h}_i^H$$

где W_i является i -м элементом выбранного вектора весового коэффициента. Оценка \mathbf{h} канала, из которой получают

устанавливаемые параметры, вычисляется следующим образом:

$$\mathbf{h} = (X^H X)^{-1} X^H \mathbf{v}$$

где \mathbf{h} — модулирующий импульсный

отклик фильтра, (не показанного на чертеже) в передающем средстве связи, а \otimes означает свертку.

Этот вектор \mathbf{h} используется для синхронизации символов во времени, после чего устанавливаемые параметры корректора определяются с помощью соответствующего способа, известного специалистам. Процесс упрощается за счет предварительного вычисления как можно большего количества величин.

Устанавливаемые параметры корректора для информационного пакета определяют одновременно с выбором вектора весового коэффициента для данного информационного пакета. В некоторых обстоятельствах на тракте обратной связи может иметь место существенная задержка, которая влияет как на точность выбора вектора весового коэффициента, так и на настройку корректора.

В альтернативном варианте устанавливаемые параметры корректора для одного пакета определяют из опорных сигналов, которые используются для получения вектора весовых коэффициентов для следующего информационного пакета. При этом уменьшается задержка в установлении параметров корректора, и применение данного варианта возможно, если выбор весового коэффициента и устанавливаемых параметров корректора производится независимо.

Опорные сигналы, которые минимизируют затраты, являются частью модулированных данных, обладающих такими свойствами, что показанная выше обратная $(y^H y)^{-1}$ хорошо обусловлена. Как видно из фиг.12, опорные сигналы будут достаточно разделены во времени, чтобы учесть задержку многолучевого распространения. Начало и конец опорных сигналов характеризуются периодом пилообразного изменения, чтобы исключить мгновенное изменение мощности, так же как в пакетах в современных TDMA системах.

Согласно другому варианту осуществления изобретения вектор весового коэффициента определяют вместе с устанавливаемыми параметрами корректора. Этот способ также применим в тех случаях, когда опорные сигналы выбираются с целью минимизации затрат, что возможно, когда средство связи 101 является базовой станцией. Этот подход целесообразен, если длина корректора не позволяет ему захватить все многолучевое распространение. При таком решении используется архитектура схемы 900 контроллера, показанная на фиг. 9. Схема 900 контроллера может также использоваться с корректором MLSE. Схема 902 выбора вектора весового коэффициента и настройки корректора использует следующие величины:

$$X = (y^H y)^{-1} y^H$$

$$\text{где } y = \begin{bmatrix} y_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & y_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & y_N \end{bmatrix}, \text{ и } x - \text{вектор} \\ \text{столбца известного}$$

опорного сигнала. Эти значения вычисляются предварительно и запоминаются в контроллере 752, как было кратко описано выше. Другой известной импульсной последовательностью является x , которую

определяют так, что когда x фильтруется модулирующим фильтром (не показанный на чертеже фильтр на тракте радиопередачи средства связи 702), имеющим импульсный отклик h (например, фильтр с косинусным

повышением), результирующим сигналом будет z . Перед тем, как использовать значения из кодового словаря 808, вычисляются и сохраняются следующие величины,

$$c_{-1} = (x x^H)^{-1} x^H$$

$$R = \sum_{i=1}^N s_i s_i^H$$

где s_{-1} - опорный сигнал, принятый от

i -й антенны.

$$\text{индекс } = 1, \text{ мин. ошибка} = 1000000.0$$

p - порог равен числу между 0.0 и 1.0, например, 0.7.

где c_{-1} - вектор коэффициентов,

представляющих компоненты объединенных откликов фильтра и канала от i -й передающей антенны, h - модулирующий импульсный

отклик фильтра на тракте радиопередачи (не показанный на чертеже), а \otimes означает свертку. Исходное значение минимальной ошибки выбирается большим. Значение p порога выбирается таким образом, чтобы ограничить количество необходимых вычислений. Следовательно,

рассматриваются только те весовые коэффициенты, которые имеют максимальные измерения мощности. Значение 0,7 соответствует только верхним рассмотренным 30%. Авторы изобретения обнаружили, что ошибки случаются реже всего в случае сигнала высокого уровня, хотя не обязательно в случае сигнала наивысшего уровня. Можно рассмотреть и больший или меньший процент возможных весовых коэффициентов.

Затем производится вычисления по коловому словарю для J возможных векторов весовых коэффициентов

$$\text{сделать } j = 1 \text{ в } J$$

$$p = h^H \cdot R \cdot h, \text{ где } h - \text{вектор}$$

возможного весового коэффициента,

если $p > p$ - порог

вычислить "ошибку"

если ошибка < мин. ошибка, тогда

мин.ошибка = ошибка

индекс = j

закончить операцию "если" закончить операцию "если" закончить выполнение цикла.

Схема 902 настройки корректора сначала

измеряет мощность и определяет,

превосходит ли эта мощность данный порог.

Для превышающих порог измерений

мощности вычисляется ошибка с

использованием параметров корректора,

вычисленных для вектора весового

коэффициента. Для корректора MLSE

"ошибки" вычисляются при каждой итерации

следующим образом.

возможный импульсный отклик

$$h = \sum_{i=1}^N s_i s_i^H$$

$$\text{"ошибка"} = |h^H \otimes x - x| / |x|$$

где x - вектор с компонентами

$$x = \frac{h}{\|h\|}, \quad \| \cdot \| \text{представляет норму}$$

вектора, h^H - возможные устанавливаемые

параметры корректора, которые извлечены из

h в процессе синхронизации символов по

времени, который уже был описан выше и

известен специалистам в данной области,

и W_i^* сопряженное комплексное число для

W_i . При этом способе максимальный уровень

обеспечивается путем определения значений

h и h^H , которые минимизируют ошибку, в

отличие от определения весовых

коэффициентов, которые обеспечивают

максимальную мощность принятого сигнала. Понятие "ошибки" является качественной оценкой сигнала на выходе корректора.

Затем индекс выбранного вектора весового коэффициента обрабатывается для передачи на телефонный аппарат схемой 812 двоичного формата и кодирования. Устанавливаемые параметры корректора используются для задания коэффициентов в корректоре 820.

На фиг 10 проиллюстрированы рабочие характеристики системы, изображенной на фиг 8, с четырьмя передающими антеннами в отличие от системы без решетки, работающей в стандарте GSM, которая имеет канал с задержкой распространения на 2 символа и рассчитана на скорости движения пешехода. На графике показан коэффициент битовой ошибки (BER) в зависимости от отношения энергии на бит к плотности мощности шума (E_b/N_0) в децибелах. Кривая 1000 характеризует работу без кодирования для защиты от ошибок и без решетки и дана для сравнения с кривой 1002, характеризующей соответствующую работу без кодирования с использованием решетки. При этом достигается усиление порядка 7 дБ, что позволяет существенно увеличить время разговора или пропускную способность в системе подвижной радиосвязи. Кривая 1001 характеризует работу с кодированием защиты от ошибок без использования решетки и дана для сравнения с кривой 1003, характеризующей работу с кодированием и антенной решеткой. Здесь также достигается усиление порядка 7 дБ. Экономия затрат при использовании как опорных сигналов, так и спецификаторов весовых коэффициентов составляет более 20% по сравнению со схемами с традиционными опорными сигналами и квантованием векторов весовых коэффициентов, в отличие от использования кодового словаря.

На фиг. 11 проиллюстрирована эффективность способа работы контроллера, изображенного на фиг 9, в сравнении с эффективностью контроллера, изображенного на фиг 8, для конкретного случая, когда нецелесообразно отдельно оценивать устанавливаемые параметры решетки и корректора. Кривая 1005 характеризует работу без кодирования с защитой от ошибок для способа по фиг 8 и дана для сравнения с кривой 1006, характеризующей работу без кодирования для способа по фиг 9. Кривая 1007 характеризует работу с кодированием для защиты от ошибок для способа по фиг 8 и дана для сравнения с кривой 1008, характеризующей кодируемую работу для способа по фиг 9. В данном случае схема, изображенная на фиг. 9, обеспечивает выигрыш в характеристиках сигнала.

Таким образом, можно понять, что весовые коэффициенты на трактах радиопередачи для антенной решетки можно корректировать с целью улучшения усиления на тракте радиопередачи. Весовые коэффициенты на тракте радиопередачи можно задавать независимо от приемного средства связи. Альтернативно, приемное средство связи может выбирать весовые коэффициенты на основании опорного сигнала, принятого от передающего средства связи. Для облегчения процесса выбора весовых коэффициентов можно использовать

кодовый словарь. Если приемное средство связи включает в себя корректор, из того же опорного сигнала можно вычислить устанавливаемые параметры корректора и весовые коэффициенты, обеспечив тем самым минимизацию затрат при радиопередаче.

Формула изобретения:

1. Способ функционирования устройства связи для задания по меньшей мере одного весового коэффициента на трактах радиопередачи, связанных с антеннами антенной решетки, заключающийся в том, что передают опорный сигнал через каждую антенну в антенной решетке, задают весовой коэффициент на по меньшей мере одном из трактов радиопередачи, связанных с антеннами, на основании весовой информации, отличающейся тем, что весовую информацию для каждой антенны принимают.

2. Способ по п.1, отличающийся тем, что весовая информация включает в себя фазовую информацию.

3. Способ по п.1 или 2, отличающийся тем, что весовая информация включает в себя амплитудную информацию.

4. Способ по п.1, отличающийся тем, что весовая информация включает в себя номер индекса, соответствующий весовым коэффициентам для трактов радиопередачи.

5. Способ взвешивания тракта радиопередачи первого устройства связи, причем тракт радиопередачи проходит между передатчиком и антенной решеткой первого устройства связи и антенная решетка включает в себя несколько антенн, заключающийся в том, что передают опорный сигнал на второе устройство связи через антенны антенной решетки, вычисляют во втором устройстве связи по меньшей мере один весовой коэффициент для тракта радиопередачи, отличающийся тем, что передают весовую информацию в соответствии с упомянутым по меньшей мере одним вычисленным весовым коэффициентом от второго устройства связи на первое устройство связи, и задают по меньшей мере один весовой коэффициент в первом устройстве связи в соответствии с весовой информацией, принятой от второго устройства связи.

6. Способ по п.5, отличающийся тем, что на этапе вычисления вычисляют во втором устройстве связи сопряженное комплексное число изменения амплитуды и фазы во время передачи опорного сигнала на второе устройство связи.

7. Способ по п.6, отличающийся тем, что на этапе вычисления выбирают по меньшей мере один весовой коэффициент из группы заданных весовых коэффициентов, причем выбранный по меньшей мере один весовой коэффициент является весовым коэффициентом из группы заданных весовых коэффициентов, наиболее близким к сопряженному комплексному числу.

8. Способ по п.7, отличающийся тем, что на этапе передачи передают индекс, соответствующий по меньшей мере одному весовому коэффициенту.

9. Способ по п.8, отличающийся тем, что на этапе вычисления получают оценки измерения сигнала для весовых коэффициентов группы заданных весовых коэффициентов и выбирают по меньшей мере

один весовой коэффициент из оценок измерений сигнала.

10. Способ по п.5, отличающийся тем, что опорный сигнал посылают отдельно через каждую антенну.

11. Способ по п.5, отличающийся тем, что опорный сигнал посылают через каждую антенну антенной решетки и различают опорные сигналы для каждой антенны.

12. Способ по п.11, отличающийся тем, что опорные сигналы для каждой антенны различают по частоте.

13. Способ по п.11, отличающийся тем, что опорные сигналы для каждой антенны различают по времени, при этом опорные сигналы подают на вход соответствующей антенны в разное время.

14. Способ по п.5, отличающийся тем, что группу заданных весовых коэффициентов передают с первого устройства связи на второе устройство связи.

15. Способ по п.14, отличающийся тем, что определяют предыдущие весовые коэффициенты и на этапе вычисления выбирают из подгруппы весовых коэффициентов в группе заданных весовых коэффициентов подгруппу весовых коэффициентов, определенных из весовых коэффициентов при предыдущем взвешивании.

16. Способ по п.14, отличающийся тем, что индексы в заданном списке включают запомненную кодировку с защитой от ошибок и на этапе передачи передают индекс, закодированный с защитой от ошибок.

17. Устройство связи, содержащее приемник, принимающий опорный сигнал, переданный через каждую из нескольких антенн в передающем устройстве связи, отличающееся тем, что в него введены схема для вычисления по меньшей мере одного весового коэффициента для тракта радиопередачи передающего устройства связи из опорного сигнала, принятого с каждой антенны, и передатчик для передачи

указанного по меньшей мере одного весового коэффициента на передающее устройство связи.

18. Устройство связи по п.17, отличающееся тем, что приемник содержит память, в которой хранится кодовый словарь, содержащий весовые коэффициенты для тракта радиопередачи передающего устройства связи.

19. Устройство связи по п.18, отличающееся тем, что весовые коэффициенты кодового словаря связаны с индексами кодового словаря, а индексы кодового словаря включают кодировку с исправлением ошибок.

20. Устройство связи по п.18, отличающееся тем, что в памяти хранятся весовые коэффициенты предыдущего выбора и схемы для вычисления используют кодовый словарь и предыдущие весовые коэффициенты для вычисления по меньшей мере одного весового коэффициента.

21. Устройство связи по п.18 или 19, отличающееся тем, что весовые коэффициенты выбирают с учетом ограничения максимальной мощности на тракте радиопередачи.

22. Устройство связи по п.19, отличающееся тем, что кодовый словарь проверен на соответствие кодовому словарю в передающем устройстве связи.

23. Устройство связи по п.22, отличающееся тем, что кодовые словари проверяют посредством передачи кодового словаря из одного устройства связи и передающего устройства связи на другое передающее устройство связи и устройство связи.

24. Устройство связи по п.17, отличающееся тем, что схемы для вычисления вычисляют значение весового коэффициента и фазы из принятого опорного сигнала и из копии опорного сигнала в устройстве связи.

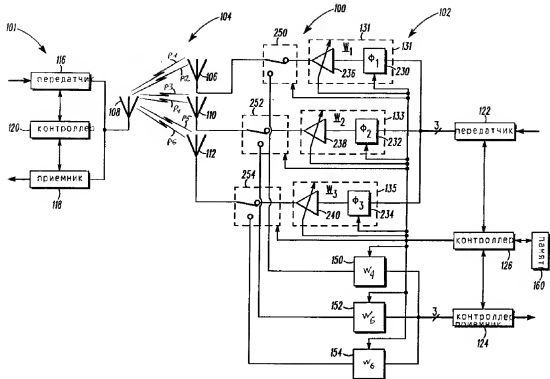
ТАБЛИЦА 1

Номер сектора	W ₁ (усиление, фаза)	W ₂ (усиление, фаза)	W ₃ (усиление, фаза)
0	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$
1	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$
2	$\alpha - j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$	$\alpha - j\alpha (r, -45^\circ)$
3	$\alpha - j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$
4	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$
5	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$
6	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (r, 135^\circ)$	$\alpha - j\alpha (r, -45^\circ)$
7	$\alpha - j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$
8	$\alpha - j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (r, -45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$
9	$\alpha - j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (r, -45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$
10	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (r, -45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (r, -45^\circ)$
11	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (r, -45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$
12	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$
13	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$
14	$\alpha - j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (r, -45^\circ)$
15	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$

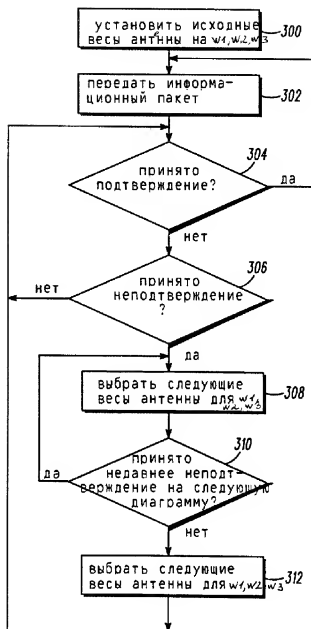
ТАБЛИЦА 2

Номер вектора	w_1 (усиление, фаза)	w_2 (усиление, фаза)	w_3 (усиление, фаза)
0	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$
1	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, 135^\circ)$
2	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$
3	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$
4	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$
5	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$
6	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$
7	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$
8	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$
9	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$
10	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$
11	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$
12	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$
13	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$
14	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$
15	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$
16	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$
17	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (\beta, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$
18	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 180^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$
19	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (\beta, -90^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$
20	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$
21	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (\beta, 90^\circ)$
22	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$-\beta + j0 (\beta, 180^\circ)$
23	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (\beta, -90^\circ)$
24	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$
25	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$-\beta + j0 (\beta, 180^\circ)$
26	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (\beta, 90^\circ)$
27	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (\beta, -90^\circ)$
28	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$
29	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$
30	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$	$j\alpha + j0 (0, 0^\circ)$

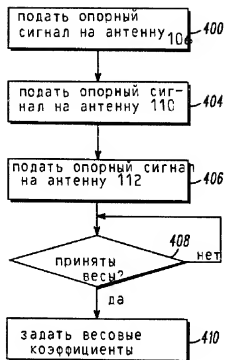
RU 2141168 C1



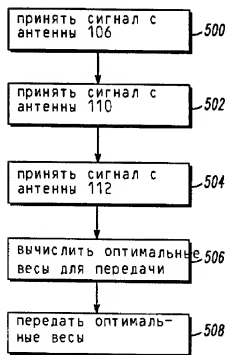
фиг. 2



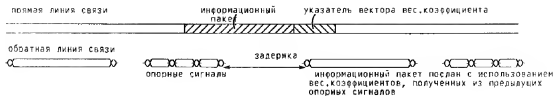
Фиг.3



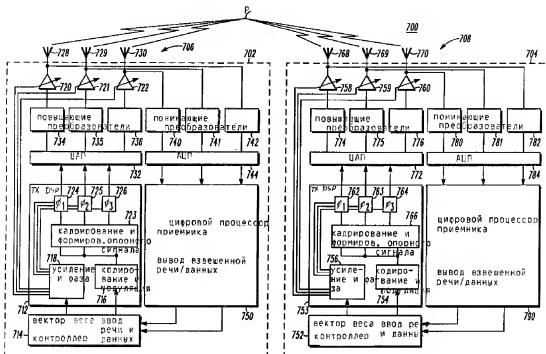
Фиг. 4



Фиг. 5



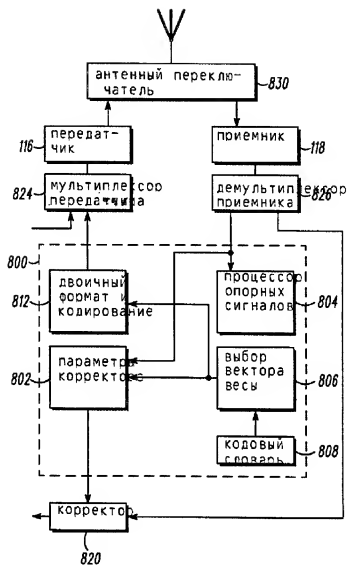
Фиг. 6



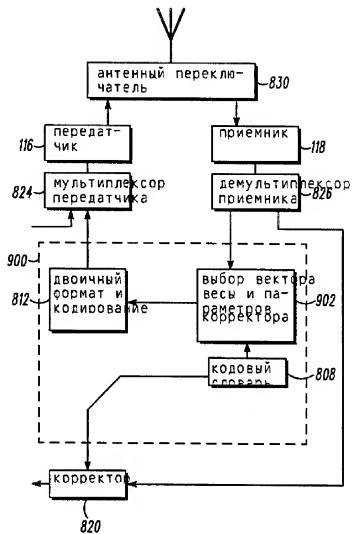
Фиг. 7

RU 2141168 C1

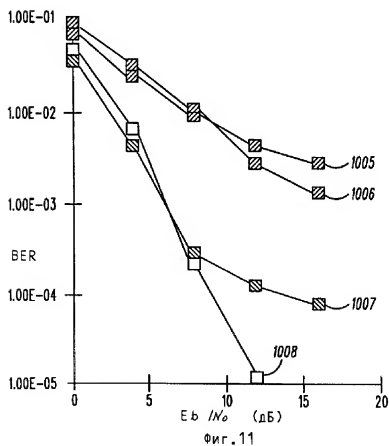
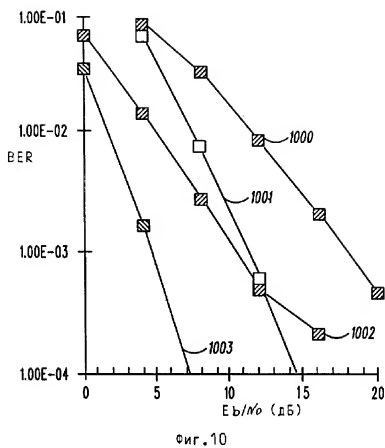
RU 2141168 C1



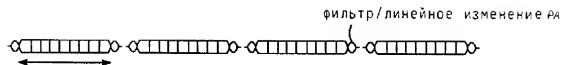
Фиг. 8



Фиг. 9



RU 2 141 168 C 1



Фиг. 12

RU 2 141 168 C 1

RADIO COMMUNICATION LINE WITH THREE-DIMENSIONAL MODULATION

Patent number: RU2152132 (C1)
Publication date: 2000-06-27
Inventor(s): ZAPLETIN JU V; BEZGINOV I G; ELFIMOVA T I; ZAPLETINA O A +
Applicant(s): J NII SVJAZI; GUP VORON +
Classification:
- **international:** H04B7/02; H04B7/02; (IPC1-7): H04B7/02
- **european:**
Application number: RU19990101681 19990126
Priority number(s): RU19990101681 19990126

[View INPADOC patent family](#)

[View list of citing documents](#)

[Report a data error here](#)

Abstract of RU 2152132 (C1)

[Translate this text](#)

radio communication, in particular, space and earth communication systems.

SUBSTANCE: transmitting part of device has power splitter, two amplitude modulators, paraphase amplifier, and two transmitting antennas. Receiving part of device has two receiving antennas, adder, subtraction unit, low-pass filter, quarter-phase shifter, and demodulator. State-of-the-art device has low stability to noise in cases, when discrete complex phase-shift keyed signals are used, which are better than wide-band frequency-modulated signals. Goal of invention is achieved by introduced carrier frequency oscillator, and angular modulation unit at transmitting part, and two tuned filters, correlation receiver, band-pass filter, amplitude clipper, key mixer and delay gates. Level of stability to noise depends on bandwidth of tuned filters. EFFECT: increased stability to noise. 10 dwg



РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(21), (22) Заявка: 99101681/09, 26.01.1999

(24) Дата начала действия патента: 26.01.1999

(45) Дата публикации: 27.06.2000

(55) Ссылки: RU 2001531 A, 15.10.1993, SU 1385305 A, 30.03.1980, US 4087818 A, 02.05.1978, RU 2085037 A, 20.07.1997, RU 2085039 A, 20.07.1997, RU 2114509 A, 27.06.1998, JP 54-41851 B, 11.12.1979.

(98) Адрес для переписки:
394018, г. Воронеж, ул. Плехановская 14,
Воронежский НИИ связи

(71) Заявитель:

Государственное унитарное предприятие
Воронежский научно-исследовательский
институт связи

(72) Изобретатель: Заплетин Ю.В.,

Безгинов И.Г., Елфимова Т.И., Заплетина О.А.

(73) Патентообладатель:

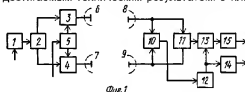
Государственное унитарное предприятие
Воронежский научно-исследовательский
институт связи

(54) ЛИНИЯ РАДИОСВЯЗИ С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

(57) Реферат:

Предложенное устройство относится к области радиосвязи и может быть использовано в космических и наземных системах связи, использующих пространственную модуляцию. Линия радиосвязи, содержащая на передающей стороне разветвитель мощности, два амплитудных модулятора, парафазный усилитель и две передающие антенны, на приемной стороне две приемные антенны, сумматор, вычитатель, ФНЧ, фазовращатель на 90° и демодулятор. Однако данное устройство обладает недостаточной помехозащищенностью в случае применения дискретных составных частотных сигналов с фазовой манипуляцией, имеющих ряд преимуществ перед широкополосными ФМ

сигналами. Введение генератора несущей частоты и блока угловой модуляции на передающей стороне, а также двух перестраиваемых фильтров, корреляционного приемника, полосового фильтра, амплитудного ограничителя, смесителя, ключей и элементов задержки позволило увеличить помехозащищенность, величина которой определяется полосами перестраиваемых фильтров, что и является достигаемым техническим результатом. 9 ил.





(19) RU (11) 2 152 132 (13) C1
(51) Int. Cl. 7 H 04 B 7/02

RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: 99101681/09, 26.01.1999

(24) Effective date for property rights: 26.01.1999

(45) Date of publication: 27.06.2000

(98) Mail address:
394018, g.Voronezh, ul. Plekhanovskaja 14,
Voronezhskij NII svyazi

(71) Applicant:
Gosudarstvennoe unitarnoe predpriyatie
Voronezhskij nauchno-issledovatel'skij
institut svyazi

(72) Inventor: Zapletin Ju.V.,
Bezginov I.G., Elfimova T.I., Zapletina O.A.

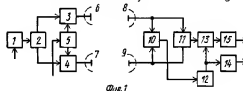
(73) Proprietor:
Gosudarstvennoe unitarnoe predpriyatie
Voronezhskij nauchno-issledovatel'skij
institut svyazi

(54) RADIO COMMUNICATION LINE WITH THREE- DIMENSIONAL MODULATION

(57) Abstract:

FIELD: radio communication, in particular, space and earth communication systems. SUBSTANCE: transmitting part of device has power splitter, two amplitude modulators, parafase amplifier, and two transmitting antennas. Receiving part of device has two receiving antennas, adder, subtraction unit, low-pass filter, quarter-phase shifter, and demodulator. State-of-the-art device has low stability to noise in cases, when discrete complex phase-shift keyed signals are used, which are better than wide-band frequency-modulated signals. Goal of

invention is achieved by introduced carrier frequency oscillator, and angular modulation unit at transmitting part, and two tuned filters, correlation receiver, band-pass filter, amplitude clipper, key mixer and delay gates. Level of stability to noise depends on bandwidth of tuned filters. EFFECT: increased stability to noise. 10 dwg



RU 2 152 132 C1

RU 2 152 132 C1

Предлагаемое устройство относится к области радиосвязи и может быть использовано в космических и наземных системах связи, использующих пространственную модуляцию.

Известны устройства для радиосвязи с пространственным использованием частоты (см. пат. США N 4087818, пат. Японии N 54-41858), в которых повторное использование частоты в условиях изменения параметров среды распространения сигналов и изменения взаимного расположения антенн достигается за счет обеспечения ортогональности по поляризации двух одновременно передаваемых сигналов с круговой или линейной поляризацей. Однако эти устройства из-за высоких требований к точности обеспечения ортогональности по поляризации передаваемых сигналов имеют сложную систему автоподстройки, использующую специальные пилот-сигналы. Кроме того, применение пилот-сигналов требует выделения дополнительных частотных каналов, не совпадающих со спектром передаваемых сигналов, что существенно усложняет конструкцию устройства и ухудшает его помехозащищенность.

Известно также устройство по а.с. N 1141978, содержащее два канала, в одном из которых информация передается с использованием угловой модуляции, а во втором канале - с использованием дополнительной модуляции сигналов по поляризации волн, позволяющей передавать дополнительную информацию (повторно использовать частоту).

Однако в случае использования широкополосных сигналов, что характерно для современных систем связи, низкая помехоустойчивость приема информации по второму каналу, обусловленная низкой помехоустойчивостью опорного сигнала для синхронного детектора.

Наиболее близким по технической сущности к заявляемому объекту является устройство с повторным использованием частоты по патенту РИ 2001531 С1, принятое за прототип.

Функциональная схема устройства-прототипа приведена на фиг. 1, где введены обозначения:

1 - генератор сигналов,

2 - разветвитель мощности,

3, 4 - первый и второй амплитудные модуляторы,

5 - противозащный усилитель,

6, 7 - передающие антенны,

8, 9 - приемные антенны,

10 - сумматор,

11 - вычитатель,

12 - фазовращатель на 90° ,

13 - перемножитель,

14 - демодулятор основного сообщения,

15 - фильтр нижних частот (ФНЧ).

Устройство-прототип содержит на передающей стороне генератор сигналов 1, выход которого соединен со входом разветвителя мощности 2, первый и второй выходы которого соответственно через первый 3 и второй 4 амплитудные модуляторы соединены с первой 6 и второй 7 передающими антеннами, первый и второй выходы противозащного усилителя 5 соединены с управляющими входами

амплитудных модуляторов 3, 4 соответственно, а вход является входом дополнительного сообщения устройства, на приемной стороне первую 8 и вторую 9 приемные антенны, выходы которых соединены соответственно с первыми и вторыми входами сумматора 10 и вычитателя 11, выход вычитателя 11 через перемножитель 13 соединен со входом ФНЧ 15, выход которого является дополнительным выходом устройства, выход сумматора 10 через фазовращатель на 90° 12 соединен с другим входом перемножителя 13 и со входом демодулятора основного сообщения 14, выход которого является основным выходом устройства.

Устройство-прототип работает следующим образом.

Генератор сигнала 1, модулированный по фазе или частоте основным сообщением, формирует сигнал вида

$$U_c(t) = V_c \cos \psi(t), \quad (1)$$

где V_c - амплитуда сигнала,

$$\psi(t) = \omega(t) + \varphi(t),$$

ω - угловая частота;

$\varphi(t)$ - функция изменения фазы сигнала, соответствующая фазовой или частотной модуляции основным сообщением.

Сигнал (1) поступает на вход разветвителя мощности 2, где производится разделение мощности пополам и каждая половина этой мощности соответственно с первого и второго выходов поступает на входы первого 3 и второго 4 амплитудных модуляторов, выполненных в виде управляемых высокочастотных усилителей. В них амплитуда проходящих сигналов изменяется противофазно по закону дополнительного сообщения с помощью напряжений, снимаемых с противофазного усилителя 6. При этом сигналы на выходах модуляторов 3, 4 имеют вид

$$U_3(t) = V[1 + f(t)] \cos \psi(t), \quad (2)$$

$$U_4(t) = V[1 - f(t)] \cos \psi(t), \quad (3)$$

где V - амплитуда,

$f(t)$ - функция изменения амплитуды сигнала, соответствующая дополнительному сообщению.

Сигналы (2) и (3) излучаются в пространство передающими антеннами 6, 7.

На фиг. 2 показано расположение в пространстве передающих 6, 7 и приемных 8, 9 антенн.

Передающие и приемные антенны располагаются симметрично относительно оси $00'$, соединяющей середины баз антенн d_T, d_R . Мы рассматриваем случай, когда нет развязки между передающими 6, 7 и приемными 8, 9 антеннами, что имеет место при $Z_T \ll d_T, Z_R \ll d_R$,

где Z_T, Z_R - размеры апертур передающих и приемных антенн.

В этом случае диаграммы направленности антенн практически полностью перекрываются.

На выходах приемных антенн 8, 9 получим сигналы

$$U_8(t) = V[1 + f(t)] \cos \psi(t) +$$

$$+ V[1 - f(t)] \cos [\psi(t) - \Delta \varphi], \quad (4)$$

$$U_9(t) = V[1 - f(t)] \cos \psi(t) +$$

$$+ V[1 + f(t)] \cos [\psi(t) - \Delta \varphi], \quad (5)$$

где $V_{\text{н}}$ - амплитуда сигнала в месте приема, обусловленная излучением одной из передающих антенн;

$\Delta\varphi$ - разность фаз, возникающая от разности хода лучей, которая определится как

$$\Delta\varphi = \omega \Delta t = \omega \frac{\Delta l}{c},$$

где Δt - время, необходимое для преодоления радиальной расстояния Δl (разности хода лучей);

c - скорость света.

$$\text{Так как } c = \lambda \frac{\omega}{2\pi}, \text{ то } \Delta\varphi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} \quad (6)$$

Из геометрических построений на фиг. 2 следует, что

$$\Delta l = d \sin \theta = \frac{d}{2} \left(\frac{c + d}{r} \right). \quad (7)$$

Подставим (7) в (6) и получим

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \left(\frac{c + d}{r} \right), \quad (8)$$

где λ - длина волны

D - расстояние между передающей и приемной антеннами.

На выходах сумматора 10 и вычитателя 11 будут действовать сигналы

$$U_{\Sigma}(t) = 2V_{\text{н}}[\cos\psi(t) + \cos[\psi(t) - \Delta\varphi]], \quad (9)$$

$$U_{\Delta}(t) = 2V_{\text{н}}(t)[\cos\psi(t) - \cos[\psi(t) - \Delta\varphi]]. \quad (10)$$

После преобразования получим

$$U_{\Sigma}(t) = 4V_{\text{н}} \cos \frac{\Delta\varphi}{2} \cos \left[\psi(t) - \frac{\Delta\varphi}{2} \right], \quad (11)$$

$$U_{\Delta}(t) = 4V_{\text{н}} f(t) \sin \frac{\Delta\varphi}{2} \sin \left[\psi(t) - \frac{\Delta\varphi}{2} \right]. \quad (12)$$

Из выражений (11), (12) видно, что сигнал с выхода сумматора 10 имеет только угловую модуляцию функцией $\varphi(t)$ (поскольку $\psi(t) = \omega(t) + \varphi(t)$), а сигнал с выхода вычитателя 11 имеет как угловую, так и амплитудную модуляцию функцией $f(t)$. Необходимо отметить, что эта амплитудная модуляция есть результат пространственной модуляции сигнала, излучаемого передающими антеннами.

Радиолинию связи с дополнительной пространственной модуляцией сигнала можно рассматривать как двухканальную. Очевидно, что коэффициенты передачи сигналов в каналах угловой и пространственной модуляции являются периодическими функциями сдвига фаз $\Delta\varphi$, который является функцией расстояний между антеннами на передающей и приемной сторонах d_T и d_R . Дальности связи D и длины волны λ . При $\Delta\varphi = \frac{\pi}{2} + 2\pi n$ эти коэффициенты передачи равны, при этом

$$U_{\Sigma}(t) = 2\sqrt{2} \cdot V_{\text{н}} \cos \left[\psi(t) - \frac{\pi}{4} \right], \quad (13)$$

$$U_{\Delta}(t) = 2\sqrt{2} \cdot V_{\text{н}} f(t) \sin \left[\psi(t) - \frac{\pi}{4} \right]. \quad (14)$$

Амплитудно-модулированный сигнал (12) с выхода вычитателя 11 поступает на вход цепочки последовательно включенных перемножителя 13 и ФНЧ15.

Эта цепочка играет роль синхронного демодулятора (см В.С.Андреев "Теория нелинейных электрических цепей" М. "Р и С" 1982 г., стр.100), на выходе которого

выделяется дополнительное сообщение, передаваемое по каналу пространственной модуляции.

Чтобы использовать выходной сигнал сумматора 10 в качестве опорного для синхронного демодулятора, его необходимо сфазировать со входным сигналом этого демодулятора. Для этого служит фазовращатель на 90° 12.

Сигнал с выхода фазовращателя 12 модулирован только по углу. Поэтому он поступает для демодуляции по углу на демодулятор основного сообщения 14, на выходе которого выделяется основное сообщение, передаваемое по каналу угловой модуляции.

Однако устройство обладает недостаточной помехозащищенностью в случае применения дискретных составных частотных сигналов с фазовой манипуляцией (ДСЧ - ФМ), имеющих ряд преимуществ перед широкополосными ФМ сигналами, используемыми в прототипе. Как известно, в условиях воздействия помех с неравномерной спектральной плотностью лучшими оказываются сигналы, в наименьшей степени совпадающие с аддитивным шумом. Этому условию ДСЧ - ФМ сигнал удовлетворяет в более полной мере, чем сигнал ШПС - ФМ, что иллюстрируется на фиг. 5, где изображена частотно-временная плоскость, на которой штриховкой выделено распределение энергии ДСЧ - ФМ сигнала. Энергия ШПС - ФМ сигнала распределена на площади F равномерно. Окрашенный шум представлен предельными явлениями - узкополосной и импульсной помехами (изображены сплошной штриховкой).

Для повышения помехозащищенности в устройство-прототип, содержащее на передающей стороне блок угловой модуляции, выход которого соединен со входом разветвителя мощности, два выхода которого соединены соответственно с первыми входами первого и второго амплитудных модуляторов, вторые входы которых соединены с двумя выходами парафазного усилителя, а выходы присоединены к антеннам, на приемной стороне - две приемные антенны присоединены к двум входам сумматора и вычитателя, выход сумматора соединен со входом фазовращателя, демодулятор и фильтр нижних частот, введено на передающей стороне генератор несущей частоты, выход которого соединен со вторым входом блока угловой модуляции; на приемной стороне последовательно соединены первый перестраиваемый фильтр, первый элемент задержки и синхронный детектор, выход которого соединен со входом фильтра нижних частот, выход вычитателя соединен со входами первого перестраиваемого фильтра и первого ключа, выход которого соединен со входом первого элемента задержки, выход фазовращателя на 90° соединен со входами второго перестраиваемого фильтра и через второй элемент задержки с управляемым входом второго ключа, последовательно соединенные полосовой фильтр, смеситель и третий ключ, выход которого соединен с выходом второго ключа и через амплитудный ограничитель со вторым входом синхронного детектора, выход второго перестраиваемого

фильтра соединен со входом корреляционного приемника, p - выходов которого соединены соответственно с p - входами первого и второго перестраиваемых фильтров, первый выход корреляционного приемника соединен с управляемым входом третьего ключа и со входом фазоинвертора, выход которого присоединен ко входам первого и второго ключей, второй выход корреляционного приемника соединен со вторым входом смесителя, третий выход того же приемника присоединен ко входу полосового фильтра и четвертый - ко входу демодулятора основных сообщений.

На фиг. 2 приведена функциональная схема предлагаемого устройства, где введены обозначения,

1 - блок угловой модуляции,
2 - разветвитель мощности,
3, 4 - первый и второй амплитудные модуляторы,

5 - паразитный усилитель,
6 - генератор несущей частоты,
7, 9 - антенны с вертикальной поляризацией,

8, 10 - антенны с горизонтальной поляризацией,

11 - сумматор,
12 - блок разности,

13, 24 - первый и второй перестраиваемые фильтры,

14, 18 - первый и второй элементы задержки,

15 - синхронный детектор,
16, 19, 20 - первый, второй и третий ключи,
17 - амплитудный ограничитель,

21 - фазовращатель на 90° ,

22 - фазоинвертор,

23 - смеситель,

25 - полосовой фильтр,

26 - корреляционный приемник,

27 - демодулятор основных сообщений,

28 - фильтр нижних частот (ФНЧ).

Предлагаемое устройство имеет следующие функциональные связи: на передающей стороне генератор несущей частоты 6 через блок угловой модуляции 1 соединен со входом разветвителя мощности 2, два выхода которого соответственно через первый 3 и второй 4 амплитудные модуляторы соединены с первой 7 и второй 8 передающими антеннами, вторые входы амплитудных модуляторов соединены соответственно с выходами паразитного усилителя 5, вход которого является входом дополнительной информации, а второй вход блока угловой модуляции 1 является входом основной информации; первая 9 и вторая 10 приемные антенны соединены соответственно со входами сумматора 11 и вычитателя 12, выход сумматора 11 через фазовращатель на 90° 21 соединен со входами второго перестраиваемого фильтра 24 и второго элемента задержки 18, выход которого соединен с управляющим входом второго ключа 19, выход вычитателя 12 через последовательно соединенные первый перестраиваемый фильтр 13, первый элемент задержки 14, синхронный детектор 15 и фильтр нижних частот 28 соединен с выходом устройства дополнительной информации, выход вычитателя 12, кроме того, через первый ключ 16 соединен со входом первого элемента задержки 14, выход второго

перестраиваемого фильтра 24 соединен со входом корреляционного приемника 26, p - выходов которого соединены соответственно с p - входами первого 13 и второго 24 перестраиваемых фильтров, первый выход корреляционного приемника 26 со входом фазоинвертора 22 и управляющим входом третьего ключа 20, второй выход корреляционного приемника 26 соединен с одним из входов смесителя 23, а третий выход того же приемника через последовательно соединенные полосовой фильтр 25, смеситель 23 и третий ключ 20 соединен со входами второго ключа 19, и через амплитудный ограничитель 17 со вторым входом синхронного детектора 15, выход фазоинвертора 22 соединен со входами первого 16 и второго 19 ключей, четвертый же выход корреляционного приемника 26 через демодулятор 27 соединен с выходом основных сообщений.

Предлагаемое устройство работает следующим образом.

Дискретно составной частотный сигнал с фазовой манипуляцией (ДСЧ-ФМ) вырабатываемый генератором несущей частоты 6, модулируется в блоке угловой модуляции 1 по частоте или фазе сигналом основных сообщений C выхода блока угловой модуляции 1 сигнал поступает на вход разветвителя мощности 2, с выхода которого сигнал разветвляется на два канала, в которых установлены блоки амплитудных модуляторов 3, 4. В этих модуляторах амплитуда входящих сигналов изменяется противофазно по закону передаваемых дополнительных сообщений, снимаемых с паразитного усилителя 5. С выходов блоков амплитудной модуляции 3, 4 сигналы поступают на антенны с вертикальной 7 и горизонтальной 8 поляризацией. Эти антенны создают поля с ортогональной поляризацией (линейной или круговой).

Сигналы, излучаемые передающими антеннами 7, 8, принимаются приемными антеннами 9, 10 с ортогональной поляризацией и поступают на входы сумматора 11 и блока разности 12. С выхода сумматора 11 сигнал через фазовращатель на 90° 21 поступает на вход перестраиваемого фильтра 24. Вариант исполнения перестраиваемого фильтра приведен на фиг. 4, где обозначено: 1 - ключ, 2 - полосовой фильтр, 3 - сумматор. На вход перестраиваемого фильтра поступает ДСЧ-ФМ сигнал (см. Л.Е.Варакин "Системы связи с шумоподобными сигналами", М., "Р. и С." 1985 г. стр.36-38).

На фиг. 5 изображена частотно-временная плоскость, на которой штриховкой выделено распределение энергии ДСЧ-ФМ сигнала, откуда следует, что при приеме ШПС-ФМ сигнала полоса пропускания входного фильтра в каждый момент времени должна быть равна F , а при приеме ДСЧ-ФМ сигнала она должна быть равна F/N_c , где N_c - число частотных позиций ДСЧ-ФМ-сигнала.

Временная последовательность включения полосовых фильтров 2 определяется частотно-временной структурой ДСЧ-ФМ сигнала. Полоса пропускания фильтров 2 равна полосе частот $\Delta f = F/N_c$, занимаемой частотно-временным элементом сигнала, а длительность включения фильтров 2 равна длительности Δt частотно-временного

элемента сигнала. Команды управления перестраиваемым фильтром 24 поступают с выходов управления фильтрами дешифратора 5 корреляционного приемника (см. фиг. 9). С генератора ПСП 6 приемника на соответствующие входы дешифратора 5 подаются тактовые импульсы (фиг. 7а) и установочные импульсы (фиг. 7б), совпадающие с началом ПСП.

Вариант исполнения дешифратора 5 приемника показан на фиг. 6, где обозначено: 1 - делитель, 2 - регистр сдвига, 3 - кодпреобразователь. На вход регистра сдвига поступает установочный импульс, совпадающий по времени с началом ПСП. Одновременно на первом входе регистра сдвига (7г) появляется сигнал логическая "1". В момент появления импульса на тактовом входе регистра сдвига сигнал логическая "1" на первом выходе регистра сдвига исчезает и появляется на втором выходе (фиг. 7д). Эти выходные импульсы управляют ключами перестраиваемого фильтра. Делитель осуществляет деление частоты следования входных тактовых импульсов (фиг. 7а) в N_c раз, где N_c - число сегментов ПСП, соответствующее числу частотных позиций ДСЧ-ФМ сигнала. Кодпреобразователь преобразует выходной код регистра сдвига в код управления частотой синтезатора 3 приемника 2б.

С выхода перестраиваемого фильтра 24 сигнал поступает на корреляционный приемник (см. фиг. 9), состоящий из перемножителя 1, узкополосного фильтра 2, блока обнаружения и синхронизации 7, генератора ПСП 6, фазового модулятора 4. Работа корреляционного приемника заключается в фазировании генератора ПСП 6 и входного сигнала с помощью блока обнаружения и синхронизации 7. В этом случае на выходе перемножителя 1 выделяется несущая частота полезного сигнала. Фльтрация несущей частоты осуществляется узкополосным фильтром 2 с полосой пропускания, равной полосе сигнала $\Delta f_{\text{Ф}} = 2/T$, где T - длительность сигнала. Выделенный узкополосный сигнал поступает на демодулятор сообщений 27, откуда снимается сигнал основного сообщения.

Сигнал несущей частоты полезного сигнала с выхода перемножителя 1 приемника (фиг. 9) поступает, кроме того, на полосовой фильтр 25, полоса пропускания которого выбирается в K (~2-4) раз больше полосы информационного сигнала.

Так как ширина полосы пропускания фильтра 25 значительно меньше полосы, занимаемой широкополосным

сигналом $\Delta f_{\text{шл}} = N_c \Delta f_{\text{ФМ}}$, то на выходе фильтра 25 величина мощности помех будет снижена в N/K раз, т.е. при $N = 1000$ примерно в 250-500 раз. При этом соотношение сигнал/помеха становится больше единицы.

Восстановление исходной формы входного ДСЧ-ФМ сигнала осуществляется в смесителе 23, на один вход которого поступает отфильтрованная несущая, а на другой - ДСЧ-ФМ сигнал с выхода фазового модулятора 4 приемника (фиг. 9). В фазовом модуляторе 4 выходной сигнал синтезатора 3, задающий частотно-временную структуру опорного ДСЧ-ФМ сигнала, манипулируется

по фазе сигналом последовательной последовательности, поступающей с выхода генератора ПСП 6. Причем опорная ПСП синхронна с модулирующей ПСП входного сигнала.

Таким образом, в смесителе 23 происходит восстановление формы полезного входного ДСЧ-ФМ сигнала, но очищенного от входных шумов. С выхода смесителя 23 через ключ 20 и амплитудный ограничитель 17 этот сигнал в качестве опорного подается на синхронный детектор 15, на сигнальный вход которого поступает сигнал с выхода блока разности 12, предварительно отфильтрованный перестраиваемым фильтром 13. Этот перестраиваемый фильтр 13 аналогичен фильтру 24, алгоритмы их работы также совпадают.

Выигрыш в помехозащищенности предлагаемого устройства достигается за счет применения перестраиваемых фильтров 13, 24, полоса пропускания которых $\Delta f = \Delta f_{\text{шл}}/N_c$, где N_c - количество сегментов ПСП, совпадающее с числом частотных позиций ДСЧ-ФМ сигнала. Полоса пропускания входного фильтра в прототипе не может быть меньше величины $\Delta f_{\text{шл}}$. Таким образом, полоса входных перестраиваемых фильтров в предлагаемом устройстве в N_c раз уже полосы входного фильтра прототипа. Следовательно, суммарная мощность коррелированных помех (узкополосных и импульсных), попадающих на вход корреляционного приемника, а также на вход синхронного детектора 15, в N_c раз меньше, чем в прототипе, что и определяет повышение помехозащищенности предлагаемого устройства.

Блоки - элемент задержки 18 и ключ 19 - необходимы для исключения потери информации, передаваемой по каналу дополнительных сообщений до момента обнаружения информации корреляционным приемником 26. До этого момента опорный сигнал поступает на вход синхронного детектора 15 с выхода сумматора 11 через элемент задержки 18 и ключ 19. При этом сигнал с выхода блока разности 12 поступает на сигнальный вход синхронного детектора 15 через ключ 16 и элемент задержки 14.

Вариант исполнения генератора несущей частоты 6 показан на фиг. 8, где обозначено: 1 - синтезатор частот, 2 - фазовый модулятор, 3 - дешифратор, 4 - генератор ПСП, 5 - опорный генератор. Алгоритм функционирования генератора несущей частоты 6 аналогичен алгоритму устройства формирования опорного сигнала (блоки 3, 4, 5, 6 фиг. 9 корреляционного приемника).

Генератор ПСП, примененный в предлагаемом устройстве, отличается от генератора ПСП прототипа наличием дополнительного выхода с которого снимаются установочные импульсы, совпадающие с началом ПСП. Такие генераторы ПСП описаны в литературе (см., например, Петрович Н.Г., Размахнин М.К. "Системы связи с шумоподобными сигналами", М., "Сов. радио", 1969 г. стр 146, рис. 68).

Формула изобретения:

Устройство радиосвязи с пространственной модуляцией, содержащее на передающей стороне разветвитель

мощности, два выхода которого соединены соответственно со входами первого и второго амплитудных модуляторов, вторые входы которых соединены с выходами парафазного усилителя, вход которого является входом дополнительной информации, а выходы амплитудных модуляторов присоединены соответственно к передающим антеннам, при приемной стороне первая и вторая антенны присоединены соответственно к двум входам сумматора и вычитателя, выход сумматора соединен со входом фазовращателя на 90° , фильтр нижних частот и демодулятор основных сообщений, отличающееся тем, что введены на передающей стороне блок угловой модуляции, первый вход которого является входом основной информации, второй вход соединен с выходом генератора несущей частоты, а выход присоединен ко входу разветвителя мощности, на приемной стороне последовательно соединенные первый перестраиваемый фильтр, первый элемент задержки и синхронный детектор, выход которого соединен со входом фильтра нижних частот, с выхода которого снимается дополнительная информация, вход первого перестраиваемого фильтра соединен с

выходом вычитателя и через первый ключ - со входом первого элемента задержки, последовательно соединенные полосовой фильтр, смеситель и третий ключ, выход которого соединен с выходом второго ключа и через амплитудный ограничитель - со вторым входом синхронного детектора, выход фазовращателя через второй перестраиваемый фильтр соединен со входом корреляционного приемника и через второй элемент задержки - со входом второго ключа, управляемый вход которого соединен с управляемым входом первого ключа и выходом фазоинвертора, вход которого присоединен к управляемому входу третьего ключа и первому выходу корреляционного приемника, n выходов которого соединены соответственно с n входами первого и второго перестраиваемых фильтров, второй выход корреляционного приемника соединен со вторым входом смесителя, третий выход корреляционного приемника присоединен ко входу полосового фильтра и четвертый - ко входу демодулятора основных сообщений, с выхода которого снимается основная информация.

25

30

35

40

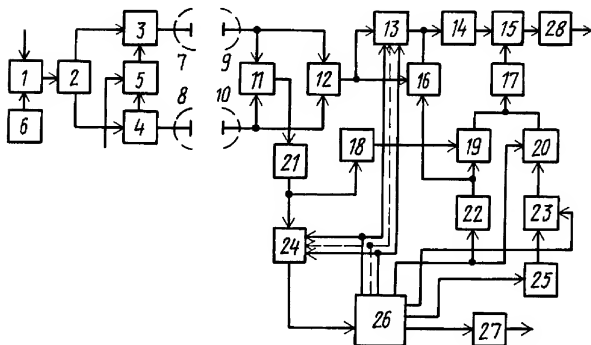
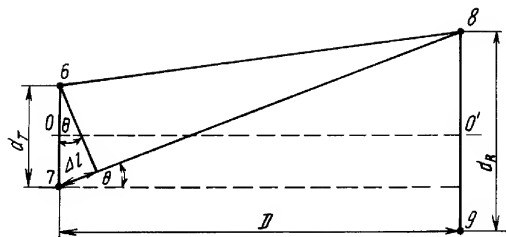
45

50

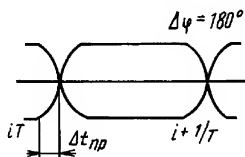
55

60

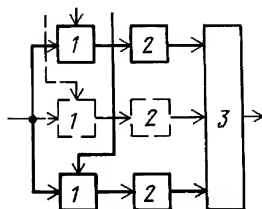
-7-



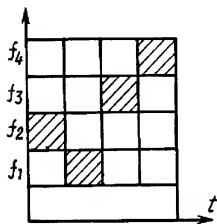
Фиг. 2



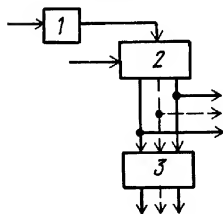
Фиг. 3



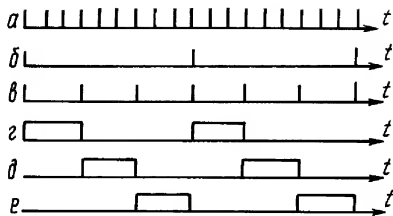
Фиг. 4



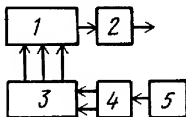
Фиг. 5



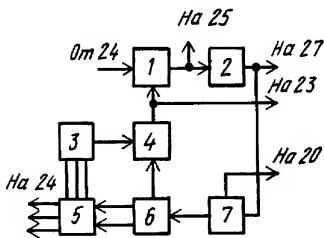
Фиг. 6



Фиг. 7



Фиг. 8



Фиг. 9